

electronique

**RADIO
PLANS**

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMÉRO 561 AOUT 1994

**MILLIWATTMETRE 0-40
dBm 50 MHz-1 GHz**

**GENERATEUR BF
AUDIO AVEC TONE-
BURST**

**COMPTEUR-
FREQUENCEMETRE
0-1 GHz**

**ALIMENTATION
D'ESSAI THT**

**FILTRES REJECTEURS
ULTRA-SELECTIFS**

T 2438 - 561 - 24,00 F



S o m m a i r e

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F

Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS

Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.55.

Création maquette :
Rachid MARAI

Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85
C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Tél. : 44.84.85.16

Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée
de 2,80 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre
numéro de compte pour les paiements
par chèque postal.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les
manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.
«La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des
alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part que «copies ou
reproductions strictement réservées à l'usage privé du
copiste et non destinées à une utilisation collective» et
d'autre part, que les analyses et les courtes citations
dans un but d'exemple et d'illustration, «toute
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle,
faite sans le consentement de l'auteur ou de ses
ayants-droit ou ayants-cause, est illicite» (alinéa
premier de l'article 40). Cette représentation ou
reproduction, par quelque procédé que ce soit,
constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les
articles 425 et suivants du Code Pénal».

Ce numéro a été tiré à 37 500 exemplaires
Dépôt légal août 94 - éditeur 1751
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Mise en page : J.-L. C.
Photogravure : CJC 75011 PARIS
Photo de couverture : E. Malemanche.



Numéro 561 - Août 1994

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

11 RÉCEPTEUR LARGE BANDE 0-900 MHz :
CARTES FI ET MICROCONTRÔLEUR

REALISATION

5 PASSERELLE INTER BUS I2C
21 ALIMENTATION THT D'EXPÉRIMENTATION
23 COMPTEUR UNIVERSEL AVEC ADAPTATEUR FRÉQUENCEMÈTRE 1 GHz
35 MILLIWATTMÈTRE 50 MHz - 1 GHz, 0 à + 40 dBm
49 ADAPTATEUR D'ENTRÉE POUR ADC10
63 GÉNÉRATEUR AUDIO AVEC OPTION SALVES
76 ALIMENTATION NUMÉRIQUE DIDACTIQUE 0-24 V ; 1,5 A

TECHNIQUE

69 SYNTHÈSE DE FILTRES REJECTEURS ET PASSE-BANDES ULTRA-SÉLECTIFS

CIRCUITS D'APPLICATION

41 LES MODULES ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS AUREL
53 DÉVELOPPEMENT AVEC LES FPGA XILINX

COMMUNICATIONS

46 LE NAB 94 À LAS VEGAS

INFOS

59 LES NOUVEAUX IGBT HITACHI
62 CARTES D'ACQUISITION DE DONNÉES POUR PC
ENTIÈREMENT CONFIGURABLES SOFT

Ont participé à ce numéro : J. Alary, P. de Carvalho, F. et G. de Dieuleveult,
C. Djabian, G. Girolami, P. Gueulle, G. Guihéneuf, P. Morin,
P. Oguic, Ch. Pannel.



PASSERELLE POUR BUS I2C

Le bus I2C n'est pas

extensible à souhait

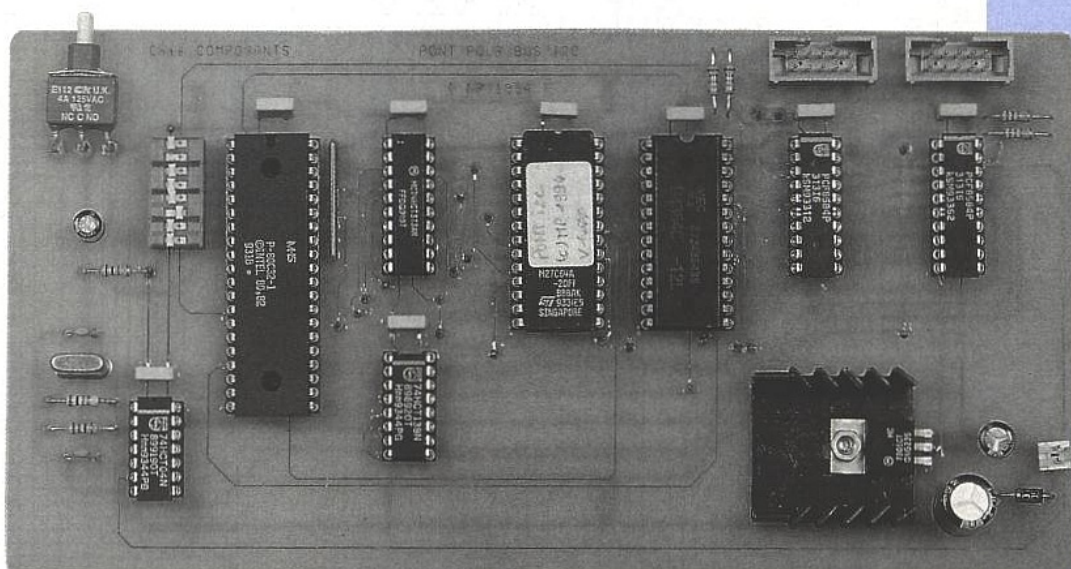
et c'est bien

dommage. Qui n'a

pas espéré un jour

pouvoir connecter

32 circuits



d'entrées/sorties (comme par exemple le PCF8574) sur un bus unique. Mais le

nombre d'adresses disponibles vous limitera vite. Aussi avons-nous pensé

qu'une passerelle permettant de joindre deux bus distincts serait très utile.

L'intérêt de la passerelle est de permettre d'utiliser plusieurs fois la même

adresse sur des tronçons de bus I2C isolés les uns des autres. De cette façon il

n'y a pas de conflit d'adressage, tout en ayant la possibilité de connecter bien

plus de sous-ensembles élémentaires.

L'utilisation de la passerelle que nous vous proposons de réaliser ne sera pas totalement transparente pour vos logiciels. La passerelle est en quelque sorte une «fenêtre bidirectionnelle» qui permet aux bus connectés de voir de l'autre côté.

Il ne vous sera pas possible de prendre directement le contrôle de l'autre bus. C'est la passerelle qui en prendra le contrôle sur vos ordres.

Il vous faudra donc écrire vos programmes en adressant uniquement la passerelle.

La «vision» obtenue est possible au travers d'une adresse unique, l'adresse affectée à la passerelle elle-même. Il vous faudra l'adresser et lui demander de transmettre vos commandes sur l'autre bus.

Selon la commande demandée, vous obtiendrez les résultats issus de l'autre bus à l'adresse de la passerelle. Nous reviendrons sur le mode de fonctionnement un peu plus loin dans cet article. Abordons maintenant le schéma électronique.

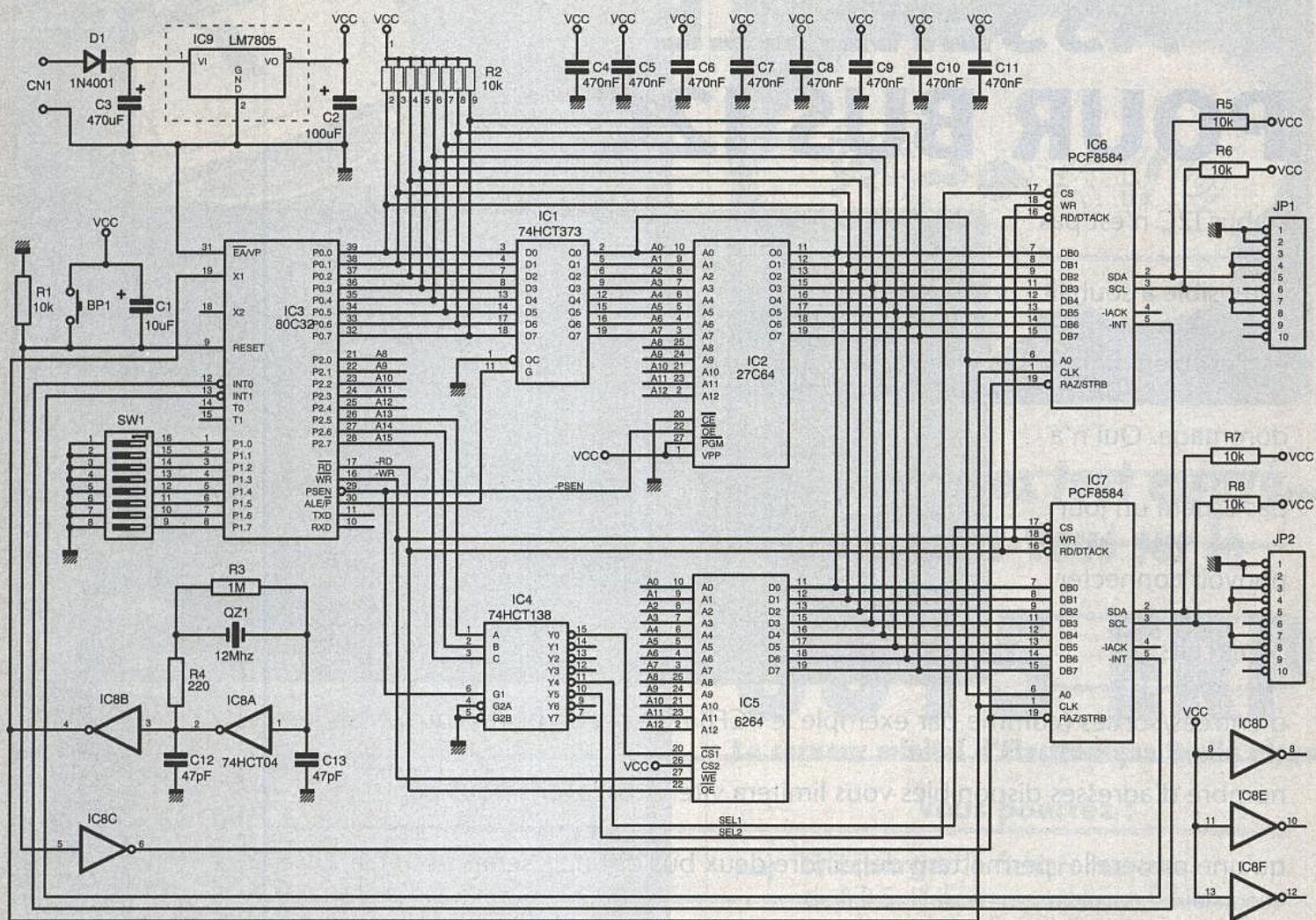
Schéma

Le schéma de la passerelle pour bus I2C est visible en **figure 1**. Les bus I2C arrivent sur les connecteurs JP1 et JP2 pour être raccordés à des circuits bien connus des lecteurs de ERP, à savoir des PCD8584. Le PCD8584 est un circuit spécialisé qui intègre en son sein toute la logique nécessaire pour interfacer un microprocesseur ou un microcontrôleur à un bus I2C. Pour notre application nous utiliserons un microcontrôleur INTEL 80C32.

Nous aurions pu intégrer dans le programme du microcontrôleur des routines déjà présentées à maintes reprises dans la revue pour contrôler directement les bus I2C par les ports du microcontrôleur IC3. Malheureusement, dans ce cas de figure, nous ne pourrions pas connecter ensembles des bus en mode «multi-master». C'est pourquoi nous avons retenu de confier le contrôle des bus à de bien sympathiques PCD8584 qui se chargeront des difficultés à notre place.

Le bus d'adresse issu du microcontrôleur IC3 est demultipléxé grâce au latch IC1. Le décodage des adresses de sélection des différents boîtiers est confié à IC4. Notez que la RAM IC5 et l'EPROM IC2 sont actives aux mêmes adresses, mais pas dans le même espace vu par le microcontrôleur. L'EPROM sera visible dans l'espace PROGRAMME grâce à l'activation des sorties du boîtier U2 par le signal -PSEN, tandis que la RAM et les PCD8584 ne seront visibles que dans l'espace DATA du microcontrôleur. U4 est donc contrôlé par le signal -PSEN pour réaliser la discrimination de l'espace demandé par le microcontrôleur.

Les PCD8584 seront exploités via les interruptions, ce qui ne pose aucun problème puisque le microcontrôleur dispose de deux entrées d'interruption. Cette topologie n'est pas indispensable car les PCD8584 figent le bus I2C auquel ils sont raccordés, lorsqu'ils en prennent le contrôle. Les questions de temps ne sont donc pas un problème. Néanmoins le programme de la



■ Figure 1 : schéma de la passerelle I2C.

passerelle utilisera les interruptions plutôt que la méthode du polling. La boucle principale du programme est alors réduite à sa plus simple expression. Le port P0 du microcontrôleur est relié à des micro-interrupteurs (SW1) qui

vous permettront de configurer l'adresse à laquelle la passerelle répondra sur le bus I2C. Le bit 0 de l'adresse étant le bit R/W, il n'est pas utile. Le programme se charge de décaler l'octet lu sur le port P0 pour ensuite configurer les PCD8584. De cette façon

l'adresse indiquée sur SW1 est l'adresse effective à laquelle répondra la passerelle.

Le problème de l'horloge est résolu très simplement grâce aux portes IC8A et IC8B.

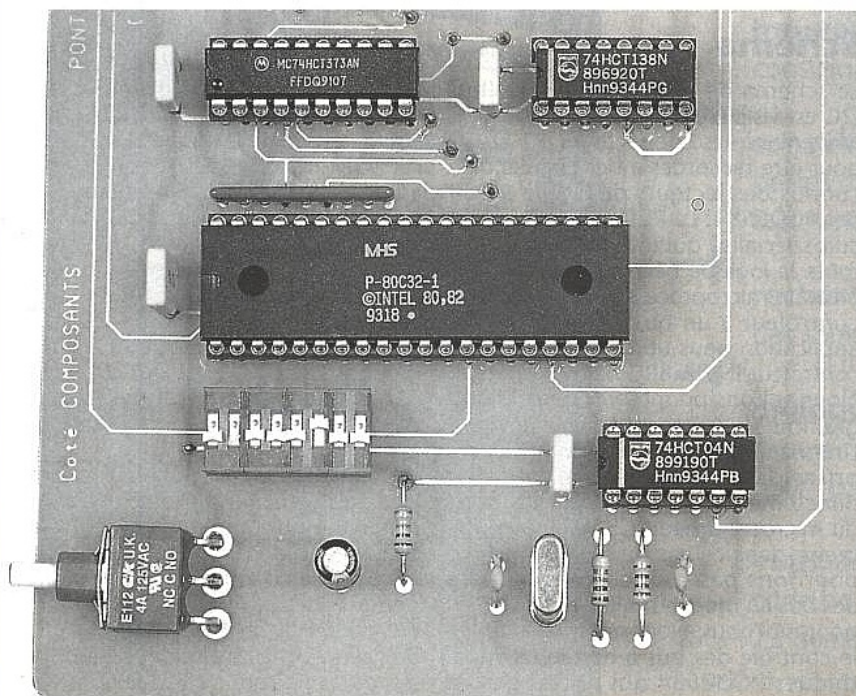
Vous noterez que l'horloge est fournie à l'entrée X1 du microcontrôleur. Cette disposition est requise pour les circuits de technologie CMOS. Vous ne pourrez pas utiliser des microcontrôleurs de technologie NMOS ou HMOS, comme par exemple le 8052H. Pour ces circuits l'entrée utilisée pour l'horloge est l'entrée X2.

Cette différence est liée à la topologie des circuits CMOS qui leur permet de bloquer leur horloge en mode POWER DOWN.

La fréquence de l'horloge a été fixée à 12MHz pour permettre l'utilisation des PCD8584 à leur vitesse de prédilection, tout en laissant le microcontrôleur travailler rapidement. D'autres combinaisons sont possibles, mais elles ralentiraient l'exécution du programme du microcontrôleur.

Le circuit de remise à zéro du microcontrôleur est très simple. Le signal RESET sera aussi utilisé pour remettre à zéro les PCD8584. La porte IC8C permet d'inverser le signal RESET du microcontrôleur pour commander correctement IC6 et IC7.

L'alimentation de l'ensemble est



confiée à un régulateur LM7805, on ne peut plus classique. Nous ne nous étendrons donc pas sur le sujet.

RÉALISATION

Le circuit imprimé de la passerelle pour bus I2C est réalisé en double face. Les vues du circuit imprimé sont reproduites aux figures 2 et 3. La vue d'implantation associée est donnée en figure 4. Vous noterez que les trous métallisés ne sont pas indispensables. Avec un peu d'agilité vous pourrez souder les pastilles nécessaires du côté des composants, à condition de monter les circuits sur supports.

Choisissez des supports de type tulipe sinon vous ne pourrez pas souder côté composants. Les composants étant alignés dans le même sens, le risque d'inversion est minime. Soyez tout de même vigilant, car il est toujours désagréable de voir un circuit partir en fumée, même si son coût n'est pas très important.

La connectique pour se raccorder aux bus I2C sera fonction de ce que vous utilisez habituellement. L'auteur ayant pris l'habitude d'utiliser du câble plat 10 points, l'implantation est prévue pour des connecteurs de la série HE10. Il vous faudra sûrement réaliser des câbles d'adaptation, mais vu le nombre des connexions nécessaires, ce n'est pas bien méchant.

Le programme

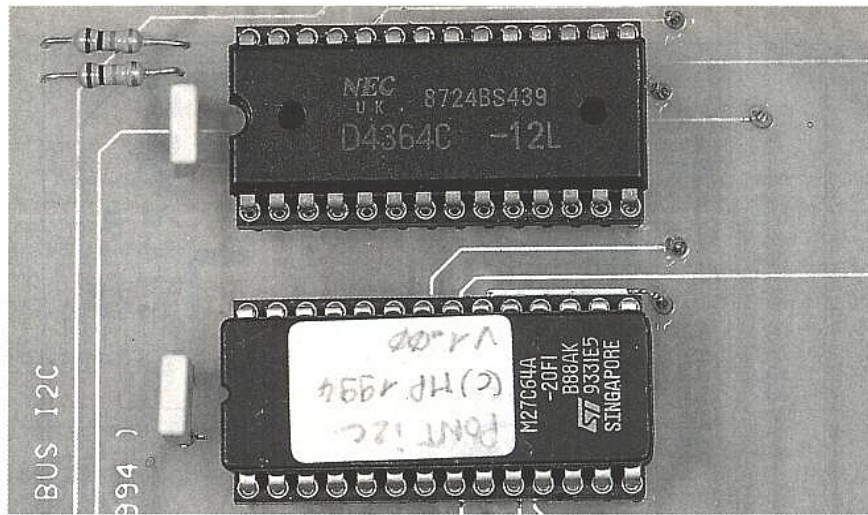
Le programme à implanter dans l'EPROM ne pouvant être publié dans ces pages vous trouverez en figure 5 le listing du fichier correspondant au format Hexadécimal INTEL. Si la saisie ne vous tente pas, ce qui est parfaitement compréhensible, vous pourrez vous procurer le fichier grâce au téléchargement sur le 3615 ERP (ou bien en envoyant à la rédaction une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour).

UTILISATION DE LA PASSERELLE

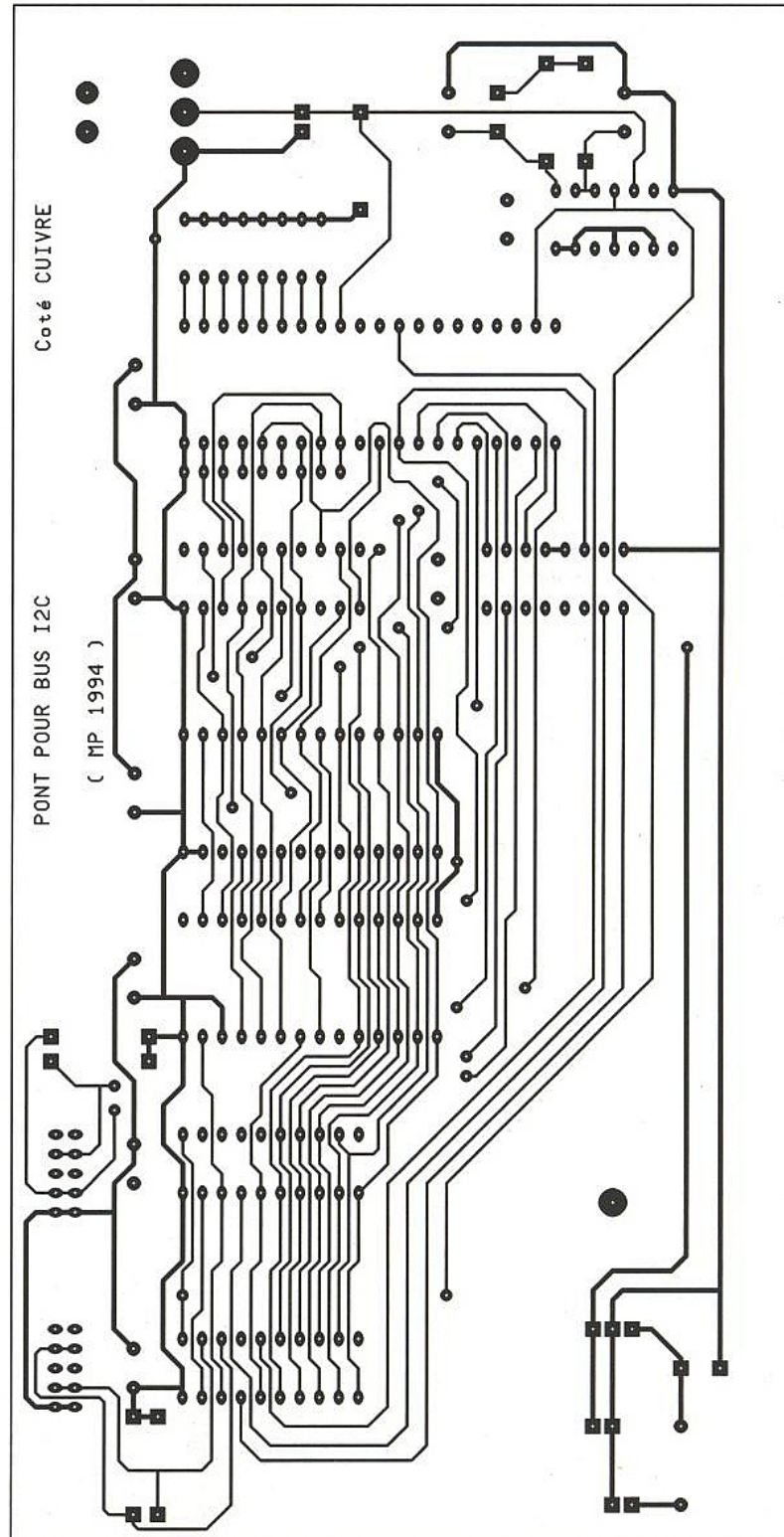
Comme nous l'avons déjà indiqué, la passerelle répond à une adresse unique sur les deux bus I2C auxquels elle est raccordée. Cette adresse est configurable grâce aux micro-interrupteurs du bloc SW1. Les interrupteurs en position ON imposent un niveau 0 sur le bit correspondant du port P0 du microcontrôleur. Le mot binaire ainsi formé correspond à l'adresse à laquelle la passerelle répondra. La position des micro-interrupteurs n'est lu qu'une fois, lors de l'initialisation du microcontrôleur.

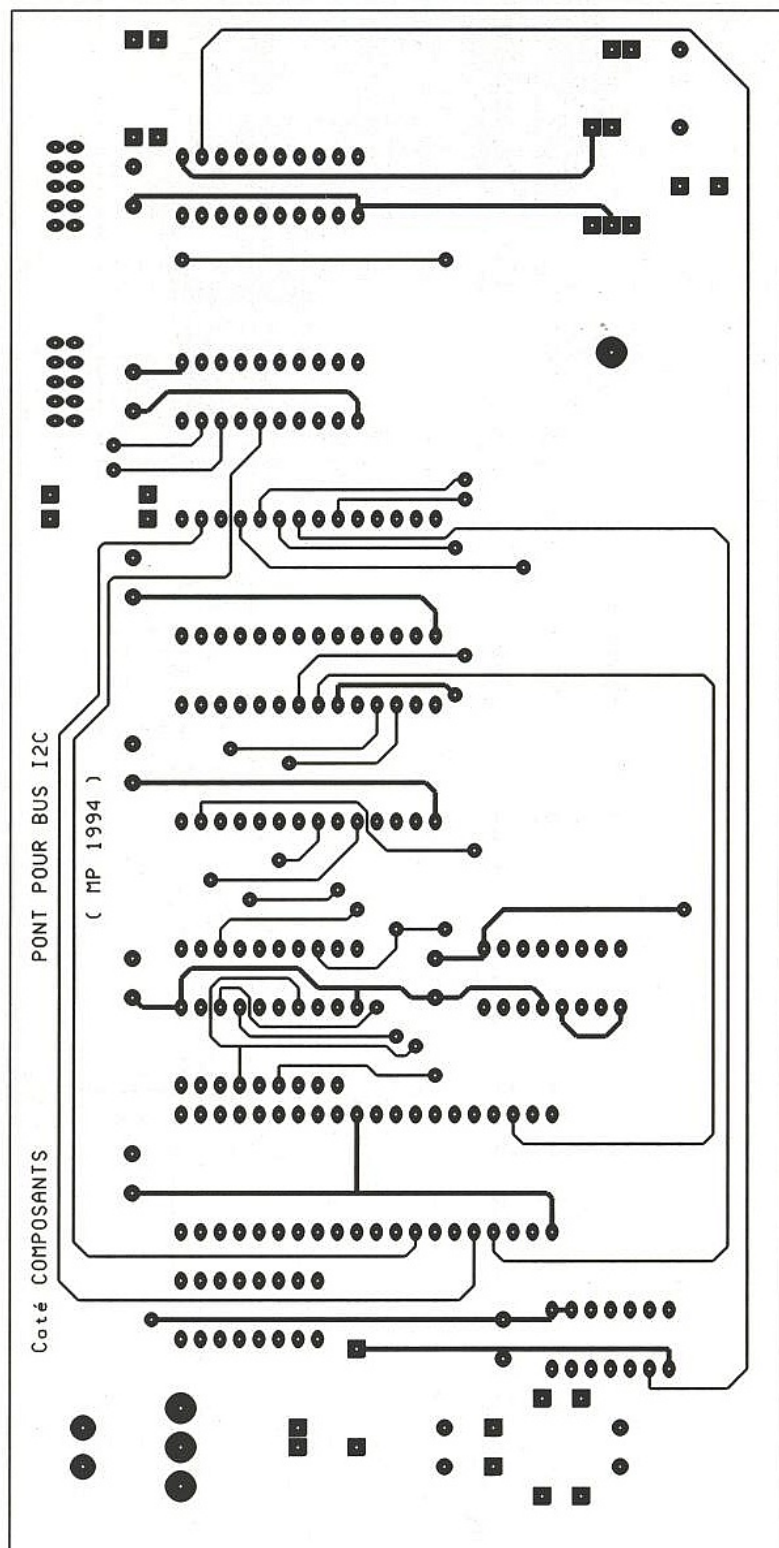
La passerelle n'accepte qu'une seule commande dont le format est dévoilé en figure 6.

La lecture des résultats (s'il y a lieu) peut être enchaînée immédiatement après envoi de la commande à la passerelle. Il n'est pas nécessaire de prévoir de temps d'attente. C'est le



■ Figure 2 : CI coté cuivre.





■ Figure 3 : le côté composants.

PCD8584 qui bloquera la lecture des résultats, le temps que la commande soit terminée sur l'autre bus. Pour cela le PCD8584 maintiendra la ligne SCL à 0 dès qu'il sera adressé via le bus I2C d'où est venue la commande. La ligne SCL restera à 0 le temps que la commande en cours soit terminée (sur l'autre bus, répétons-nous).

Ce mode de fonctionnement entraîne un blocage chaîné des bus en cas de problème. Ce n'est pas vraiment gênant car c'est de toute façon le résultat que vous obtiendriez si vous n'aviez qu'un bus unique. Qui plus est, tant qu'aucune commande n'est demandée à la passerelle, les deux bus sont indépendants. Le blocage n'intervien-

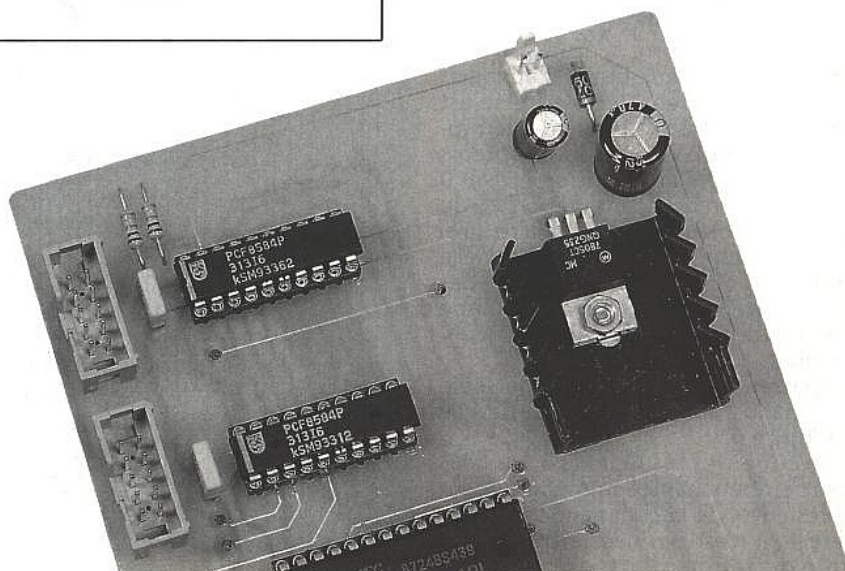
dra que si vous passez une commande sur l'autre bus. Et tout comme pour un bus unique, la situation se déblocuera d'elle-même dès que le bus bloquant aura libéré les lignes SDA et SCL.

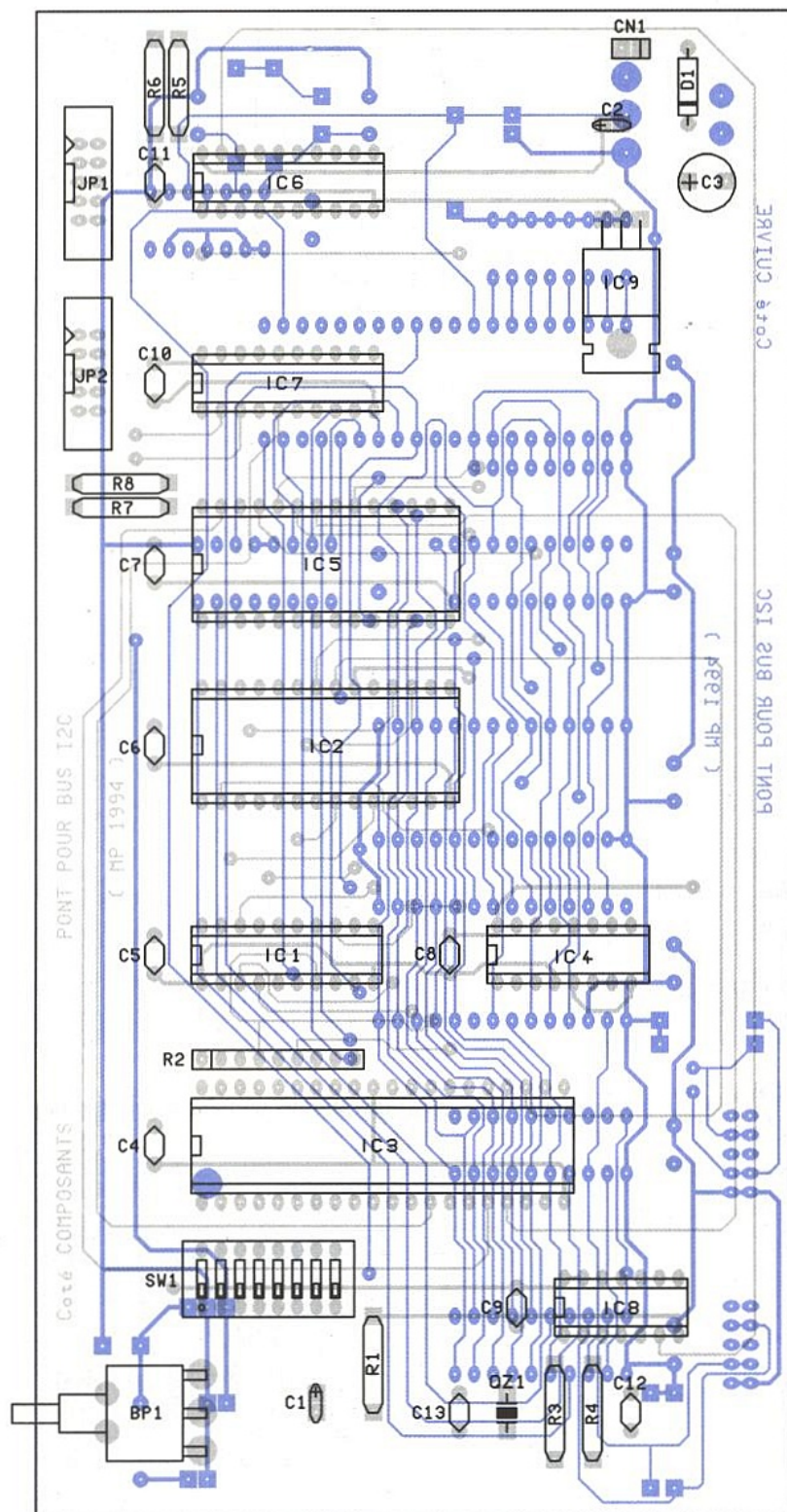
La passerelle est prévue pour se connecter en mode «multi-masters» sur les bus I2C. Si vous demandez une commande pour un bus cible qui est déjà occupé (mode «busy»), la passerelle attendra tout simplement que le bus concerné redevienne libre. Pendant ce temps là, le bus utilisé pour initier la commande sera lui aussi en mode occupé («busy»).

Lorsque vous demandez une nouvelle commande à la passerelle vous perdez automatiquement le résultat d'une éventuelle commande antérieure, même si la nouvelle commande est invalide. Ceci ne concerne que le canal via lequel vous initiez la commande. Les résultats contenus dans le buffer de l'autre canal ne seront pas affectés. Il faudra donc veiller à lire les résultats avant de demander une nouvelle commande. Si vous interrogez la passerelle pour lire le résultat d'une commande, vous devez connaître précisément le nombre d'octets à lire.

Si vous demandez à lire plus d'octets que de disponibles dans la réponse, vous obtiendrez la valeur 0 pour tous les octets supplémentaires. Par exemple après la mise sous tension, si vous demandez une lecture du buffer de la passerelle vous obtiendrez des 0. Si, à la suite d'une commande, le résultat est invalide vous récupérerez des octets nuls (valeur 0) à la place des octets souhaités. La passerelle ne vous indiquera pas que le résultat est invalide. Cela pose un petit problème. Si les octets du résultat de la commande sont tous à 0 vous n'aurez aucun moyen de faire la distinction avec le résultat d'une commande invalide.

Pour résoudre ce conflit il faudrait ajouter une nouvelle commande pour obliger la passerelle à indiquer la validité des données lues en tant que résultat. Mais dans ce cas où placer dans le buffer le résultat de cette nouvelle commande ? Pour bien faire, il faudrait que le résultat de cette nouvelle commande soit le prochain octet fourni sur le bus initiateur de la commande. Par ailleurs, il ne faudrait pas perdre le ré-





■ Figure 4 : l'implantation.

sultat de la commande précédente, sinon vous ne pourriez pas interroger la passerelle à tout moment. Il faudrait alors prévoir une manipulation des buffers relativement compliquée. Le résultat d'une commande de validité devrait être incorporé dans le buffer des résultats selon le schéma «Last In, First Out». A l'inverse le résultat d'une commande normale devrait être incorporée dans le buffer selon le schéma «First In, First Out».

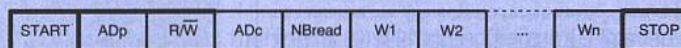
Cela nécessite une gestion des buffers relativement élaborée. Pour cette raison l'auteur n'a pas implémenté ce type de commande dans le logiciel de la passerelle. Mais si le cœur vous en dit vous aurez tout loisir de retoucher

aux sources qui vous seront fournis. La **figure 7** indique de quelle façon les données transitent dans les buffers de la passerelle.

Rien ne vous empêche de

```
:020000000124D9
:02000300017E7C
:01000B0032C2
:0200130001D01A
:01001B0032B2
:100023003275878075813A7F0151E80F51E80F518E
:10003300E80F51E8E59003F5F090C0017480F015E6
:1000430082E5F0F0058274A0F01582741CF005823D
:1000530074C9F0712290A0017480F01582E5F0F06C
:10006300058274A0F01582741CF0058274C9F071C6
:1000730022D2AAD2A8D2AFB2B480FCC0E0C082C060
:100083008390C001E020E2051582E08037E020E79D
:10009300FC1582E0058220E0277F0131227F025197
:1000A300E878017903710D7F03510E4011F5395141
:1000B300E400BF53890A001780379023159800482
:1000C3007F023141D083D082D0E0C20032C0E0C091
:1000D30082C08390A001E020E2051582E08037E032
:1000E30020E7FC1582E0058220E0277F0331227F91
:1000F3000451E878037901710D7F01510E4011F528
:1001030039510E400BF53890C0017801790431590B
:1001130080047F043141D083D082D0E0C20132E039
:1001230020E51220E21720E41220E7F31582E00510
:100133008231FA80EA1582E005822251E822E0202A
:10014300E7FC20E309510E1582F0058280F0510E81
:100153001582F0058222E8FF51B1404BE030E0FC0C
:10016300E53954FE1582F0058274CDF0E020E7FCFA
:1001730020E33020E1E651B14009510E1582F0052C
:100183008280E9E538601CE9FF744DF0E5394401EC
:100193001582F00582E020E7FC20E3071582E005E5
:1001A30082802974CBF022E538604BE9FFE030E030
:1001B300FCE53944011582F0058274CDF0E020E7B7
:1001C300FC20E3DF20E1E61582E00582E020E7FC86
:1001D300E53814600B1582E0058231FA153880EC9E
:1001E30074C8F01582E00582E020E7FC74CBF015BB
:1001F30082E0058231FA22517A500122C082C08303
:100203005130A3F05155D083D0822251B1500374A1
:100213000022C082C0835130E0C0E0E582B4000216
:1002230015831582D0E05155D083D08222BF0107B8
:1002330085308385318222BF0207853283853382ED
:1002430022BF0307853483853822285368385372C
:100253008222BF010785833085823122BF02078551
:1002630083328582322BF03078583348582352217
:1002730085833685823722C0E0BF0109E530B407A4
:1002830029E531801FBF0209E532B40F1DE5338034
:1002930013BF0309E534B41711E5358007E536B418
:1002A3001F08E537B4FF03D38001C3D0E022C0E0C9
:1002B300BF0109E530B40029E531801FBF0209E51C
:1002C30032B4081DE5338013BF0309E534B41011BC
:1002D300E5358007E536B41808E537B40003D38065
:1002E30001C3D0E022BF010775300075310022BF82
:1002F300020775320875330022BF03077534107582
:1003030035002275361875370022E9FF51E8E8FFFA
:10031300510E400AC0E0E9FFD0E031FA80F02278C4
:100323000A79FFD9FED8FA22506173736572656C3E
:100333006C6520706F7572204275732049324320BB
:10034300284329204D6F72696E2050617363616C7D
:10035300204D6169203139393420526576203A20A5
:05036300312E303000D6
:00000001FF
```

■ Figure 5 : le Dump.



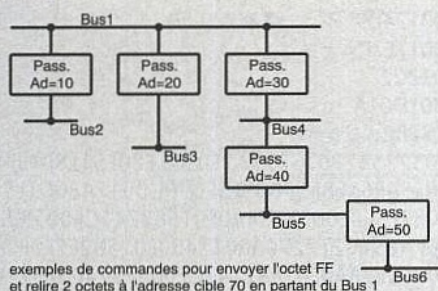
ADp = adresse de la passerelle (bit R/W = 0 pour indiquer écriture d'une commande)

ADc = adresse Cible, sur l'autre bus I2C

NBread = nombre d'octets à lire sur le bus Cible après écriture des données

W1 à Wn = octets à écriture sur le bus Cible (optionnels)

■ Figure 6 : format de commande.



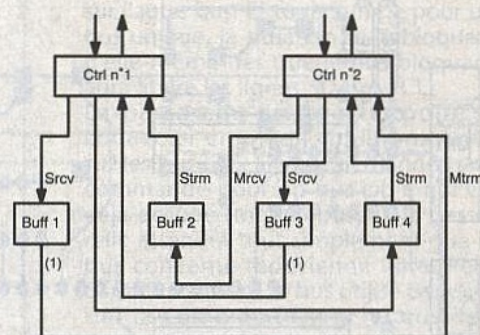
exemples de commandes pour envoyer l'octet FF et relire 2 octets à l'adresse cible 70 en partant du Bus 1

dédestination	Commande
Bus 2	10 70 02 FF
Bus 3	20 70 02 FF
Bus 4	30 70 02 FF
Bus 5	30 40 02 70 02 FF
Bus 6	30 40 02 50 02 70 02 FF

Figure 7

connecter plusieurs passerelles entre elles, pour constituer un ensemble plus important. Vous pouvez même chaîner les passerelles. Les commandes à envoyer à la passerelle devront tenir compte du chemin à parcourir. La limite sera liée à votre imagination et à votre rigueur. La figure 8 vous donne quelques exemples de ce qu'il est possible de faire. Vous voici désormais en mesure de constituer un gigantesque réseau avec des bus I2C, tout en sachant bien que plus il y aura de maillons, plus il vous sera difficile de maîtriser l'ensemble.

Pascal MORIN.



(1) : Après traitement de la commande

Srcv = Slave receiver, Strm = Slave transmitter
Trcv = Master receiver, Ttrm = Master transmitter

Figure 8 : exemples d'exploitation.

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1,R5,R6,R7,R8 : 10k Ω 1/4W
R2 : réseau résistif en boîtier SIL, 8x10k Ω
R3 : 1M Ω 1/4W
R4 : 220 Ω 1/4W

Condensateurs :

C1 : 10 μ F / 16V sorties radiales
C2 : 100 μ F / 16V sorties radiales
C3 : 470 μ F / 25V sorties radiales

C4,C5,C6,C7,C8,C9,C10,
C11 : 470nF
C12,C13 : 47pF

Circuits intégrés :

IC1 : 74HCT373
IC2 : EPROM 27C64, 200ns
IC3 : Microcontrôleur 80C32
IC4 : 74HCT138
IC5 : RAM 6264, 200ns
IC6,IC7 : PCD8584

IC8 : 74HCT04
IC9 : LM7805

Divers :

Y1 : Quartz 12MHz
D1 : 1N4001
JP1,JP2 : Connecteur série HE10, 10 cts mâles, droits, à souder sur CI
BP1 : Bouton poussoir, coudé, à souder sur CI
SW1 : 8 micro-interrupteurs en boîtier DIL

EURO-COMPOSANTS

4, Route Nationale - BP 13 - 08110 BLAGNY

Tél. : 24.27.93.42 Fax : 24.27.93.50

Magasin ouvert du lundi au vendredi de 9h à 12h et de 14h à 18h.
Le samedi de 9h à 12h

EURO-COMPOSANTS



CATALOGUE 1994/95

CATALOGUE 1994/95

6000 références
1300 photos ou schémas !

Nouveautés : Livres, kits ELV, composants japonais, haut-parleurs, jeux de lumière, alarmes, etc.

Je désire recevoir le catalogue général Euro-composants 1994/95 au prix de 35 F (50 F pour les DOM-TOM et l'étranger).

Ci-joint mon règlement en chèque ou timbres.

NOM : Prénom :

Adresse :

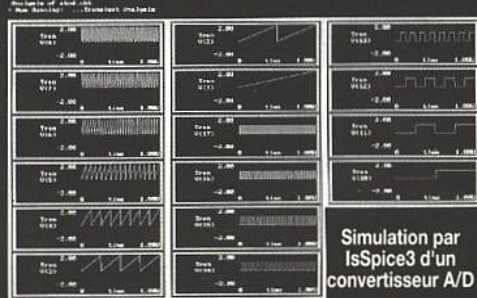
Code postal : Ville :

ERP 08/94

SIMULATION ÉLECTRONIQUE MIXTE

IsSpice3 affiche les signaux pendant les calculs !

- Entrée de schémas
- Simulation SPICE
- Bibliothèques de modèles
- Monte Carlo
- Oscilloscope logiciel
- Prix ABORDABLES



Simulation par IsSpice3 d'un convertisseur A/D

ENVIRONNEMENT INTÉGRÉ - UTILISATION AISÉE

Les progiciels ICAPS pour PC ou MAC permettent de dessiner un circuit mixte analogique/digital et d'évaluer ses performances avant de le construire réellement. Un ensemble ICAP est composé de quatre modules principaux :

- **SPICENET**, outil dédié à la saisie de schémas.
- **PRESPICE**, qui comprend, entre autres, des bibliothèques de composants très complètes.
- **ISSPICE**, noyau de calcul SPICE, effectue des analyses AC, DC, transitoire, time, noise, pole-zero,.... La nouvelle version IsSpice3, basée sur le SPICE 3E.2 de Berkeley, permet en plus d'évaluer des expressions booléennes et des multipôles définies par une simple équation.
- **INTUSCOPE**, oscilloscope logiciel, affiche, manipule et effectue des opérations sur les courbes obtenues aux différents nœuds après simulation. Il existe plusieurs versions ICAPS, à partir de 9800 F H.T. ICAP est un produit de la société INTUSOFT.

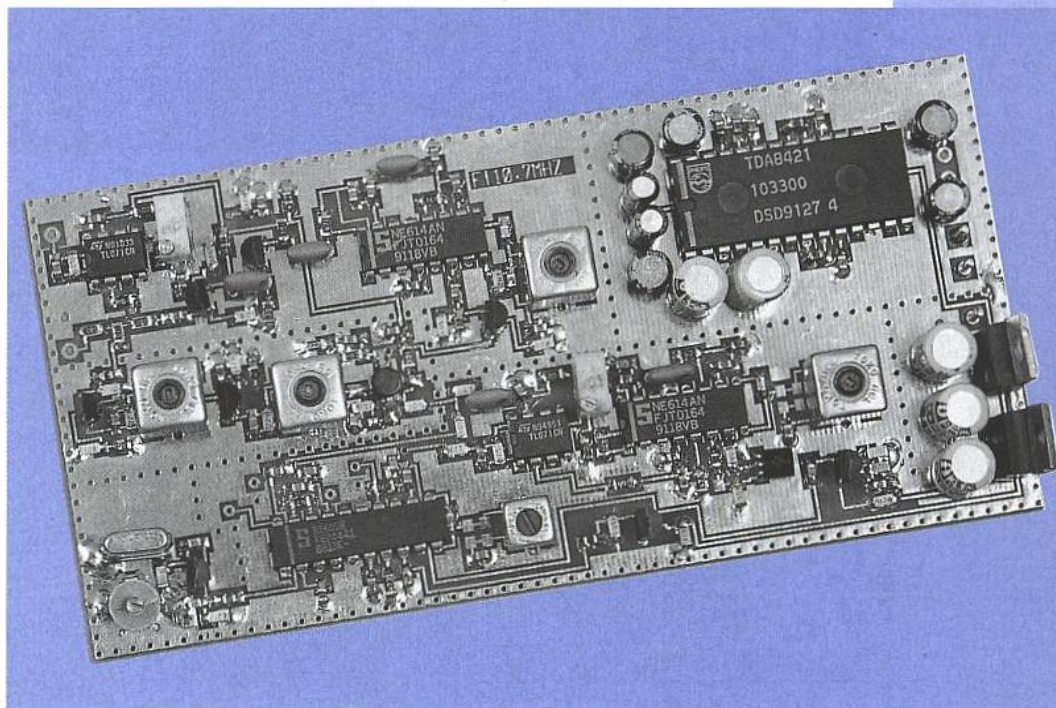
Documentation, disquette de démonstration, Information technique ou commerciale, Services d'ingénierie, Contactez-nous !



EXCEM
Département
Produits Informatiques
12, chemin des Hauts de
Clairefontaine 78580 MAULE
Tél. : (1) 34 75 13 65
Fax : (1) 34 75 13 66

RÉCEPTEUR LARGE BANDE : PLATINES FI ET MICROCONTRÔLEUR

Dans le précédent numéro nous avons abordé les deux sous-ensembles les plus complexes du récepteur large bande. Les fréquences en jeu réclament bien sûr une attention toute particulière. Dans ce numéro nous allons



compléter cette description en abordant les sous-ensembles les plus simples : platine FI 10,7MHz et platine microcontrôleur.

On notera que cette platine FI à 10,7MHz pourra être considérée comme d'usage général. C'est-à-dire qu'elle peut parfaitement être dissociée du récepteur large bande et participer à la conception d'un récepteur spécialisé dans une bande de fréquence quelconque.

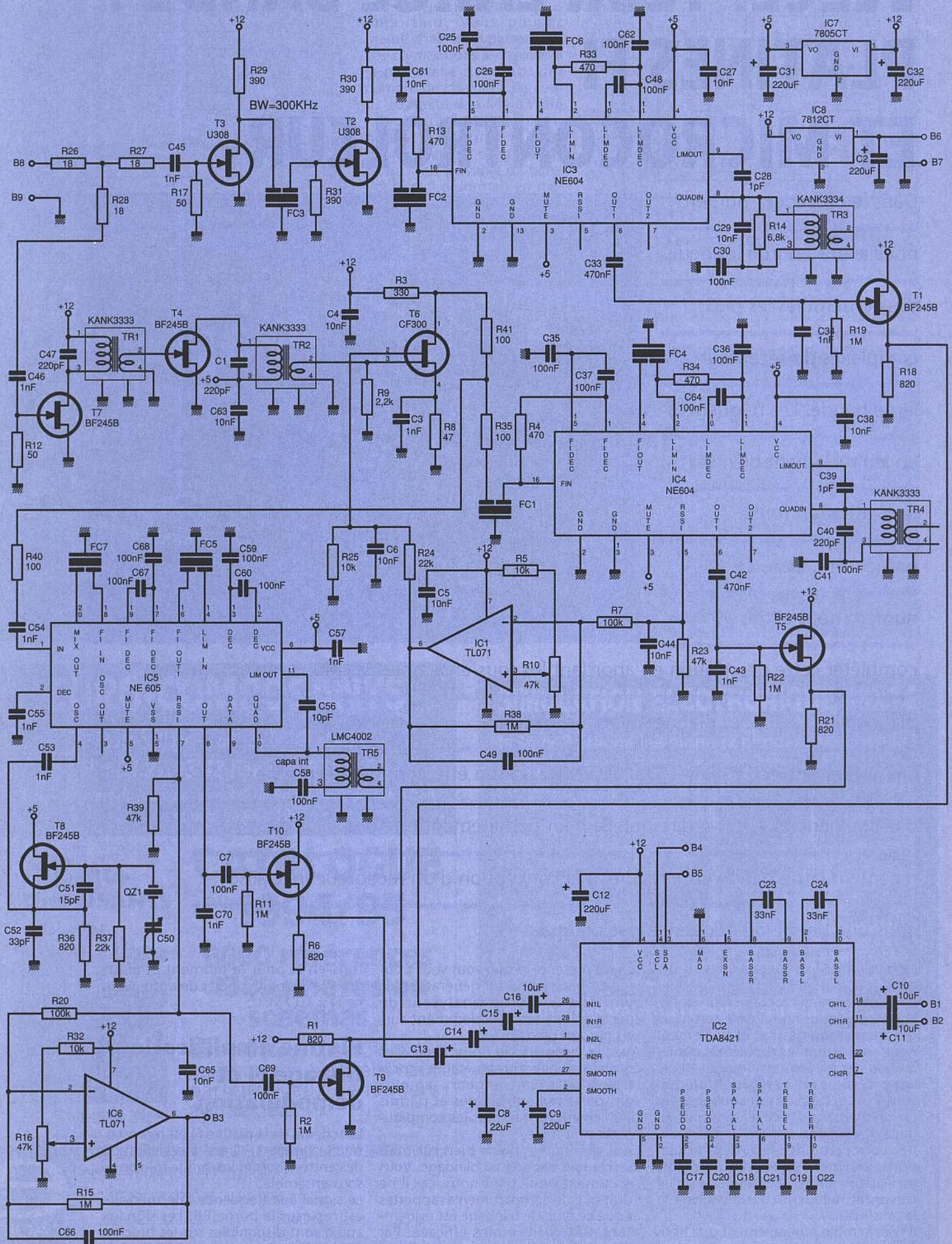
Nous allons donc successivement découvrir la platine FI, les deux platines de commande, microcontrôleur et affichage, puis nous nous intéresserons au programme de gestion et finalement nous aborderons les problèmes d'intégration des différents modules. Les problèmes d'intégration ne doivent être ni négligés ni sous-estimés car un montage sur table, sans précautions n'a aucune chance de fonctionner correctement : les intermodulations, inévitables entre les différents oscillateurs saturent les étages amplificateurs et réduisent considérablement la sensibilité. Il vous semble probablement que nous insistons lourdement sur ce point. C'est vrai, non seulement nous insistons mais nous persévérons. Si l'occa-

sion se présente et que vous vous trouvez en présence d'un générateur HF synthétisé ou d'un analyseur de spectre, vous serez évidemment surpris par son poids. Ayez la curiosité de l'ouvrir et vous constaterez que tous les étages : oscillateurs locaux, mélangeurs, amplis, sont parfaitement blindés et parfois doublement. En fait tous les compartiments sont fraisés. Ceci explique le poids bien sûr mais aussi le soin apporté au blindage. Vous remarquerez que dans notre cas il ne s'agit que de compartiments rapportés et que ce type de blindage est évidemment nettement moins efficace. Par ailleurs dans le cas des appareils de mesure, chaque compartiment reçoit son alimentation via un bypass. Res-

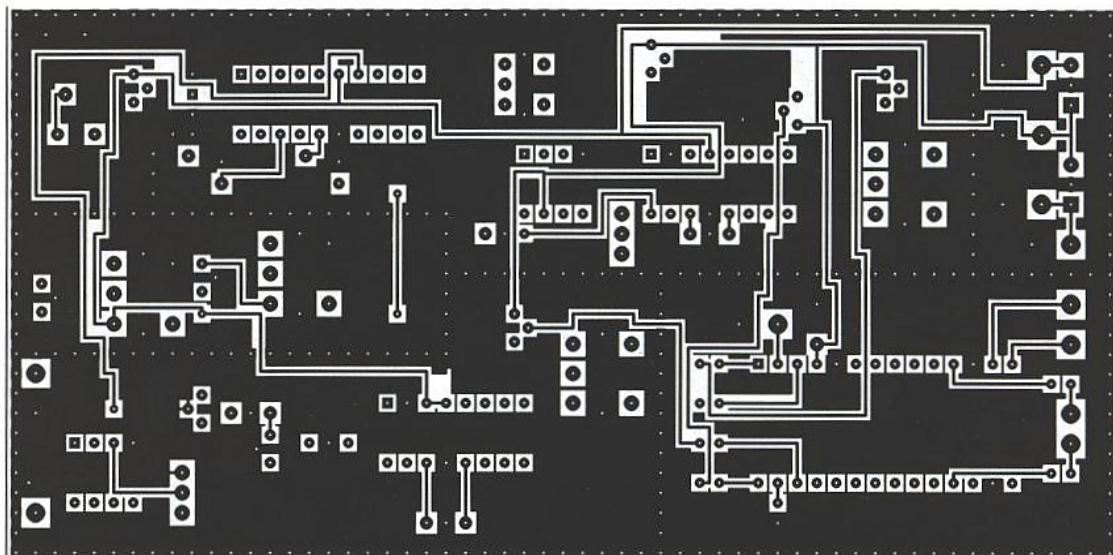
tons-en là pour le moment et abordons le cas plus concret de notre platine FI à 10,7MHz.

Platine amplification, filtrage FI et démodulation

Le schéma de la platine FI est représenté à la **figure 1**. Grâce à la définition des entrées/sorties voyons le rôle de ce sous-ensemble. Le signal à la fréquence intermédiaire est reçu sur la borne B8. Les signaux audio sont disponibles sur les broches B1 et B2. Une tension de CAG pour le premier étage est disponible sur la broche B3. Finalement les lignes I2C

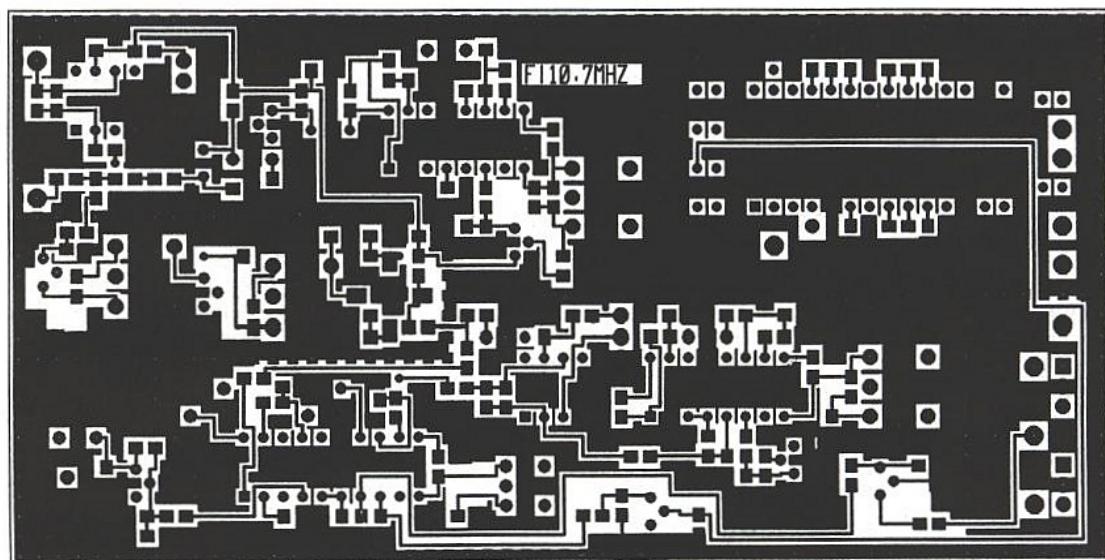


■ Figure 1 : schéma complet de la carte FI.



■ Figure 2 : coté cuivre.

■ Figure 3 : coté composants FI.



SDA et SCL, B4 et B5, sont envoyées vers un circuit de traitement et de sélection audio.

Comme nous l'avons vu au cours de la description du synoptique, la platine FI 10,7MHz se décompose en trois chaînes d'amplification distinctes correspondant à trois largeurs de bande différentes.

Nous allons donc passer en revue chacune de ces trois chaînes d'amplification filtrage et détection.

Le signal FI est premièrement divisé en 2, un premier embranchement vers une FI large, environ 300kHz, et le second vers une FI étroite, environ 30kHz.

FI large.

La chaîne d'amplification dite large est la plus simple. On trouve en cascade amplificateurs et filtres céramiques : T3, FC3, T2 et FC2. De l'entrée jusqu'à la broche 16 du circuit IC3 le gain vaut environ : 120/B. Ce gain s'explique par le diviseur de puissance en tête, -6dB, et les pertes d'insertion des deux filtres FC2 et FC3.

Les transistors à effet de champ donnent un gain probablement un peu plus faible que ce que donneraient des transistors bipolaires. Nous avons opté finalement pour des U308 mais d'autres types peuvent convenir 1308, 3310, U310 etc...

Pour ces étages nous avons VGS = 0 et donc ID = IDSS.

Avant un remplacement on s'assurera que IDSS x 390Ω soit compris entre 2 et 6V. La largeur de bande est, bien entendu, déterminée par les filtres céramiques FC2, FC3 et FC6. Dans notre concept nous avons opté pour des filtres 10,7MHz dans des largeurs comprises entre 150 et 500kHz. Le circuit IC3 amplifie le signal qui traverse deux amplificateurs limiteurs et un filtre céramique externe FC6. Le démodulateur est du type à quadrature et le déphasage est classiquement confié à un réseau RLC externe TR3, R14, C28 et C29.

Ce circuit démodule donc les signaux modulés en fréquence qui occupent une bande inférieure ou égale à 300kHz. La sortie démodulée est disponible à la broche 6 et cette sortie est à haute impédance. L'impédance de sortie d'environ 50kΩ et le condensateur C34 constitue un filtre passe-bas qui désaccatue les signaux. Pour ne pas atténuer l'effet de ce filtre on place ensuite un buffer ayant une forte impédance d'entrée -étage T1-. Ce signal BF est finalement envoyé au circuit de traitement BF IC2.

FI semi-large

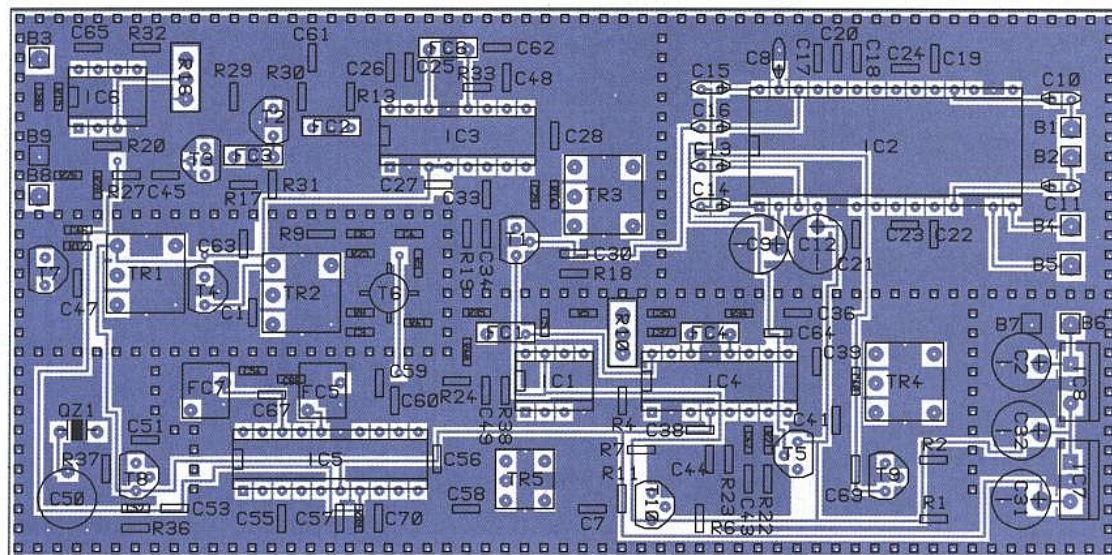
La circuiterie de cette deuxième chaîne de traitement est un peu plus complexe que la première, elle constitue en

outre un préfiltrage pour la FI étroite. A des filtres à quartz plus ou moins spéciaux et plus ou moins disponibles, nous avons préféré une solution peut être un peu rétro mais qui a fait ses preuves et ne pose pas de problème : étages à transistors et à transformateurs.

Tous les composants TOKO utilisés dans ce récepteur sont des composants connus et largement répandus. Les résultats sont un peu éloignés de ceux escomptés, les transformateurs TOKO n'ayant pas tout à fait le facteur de surtension prévu.

La largeur de bande mesurée est donc supérieure. Les deux premiers étages amplificateurs et filtres sont chacun constitués d'un transistor à effet de champ et d'un transformateur : T7, TR1 d'une part et T4, TR2 d'autre part. A cette cascade succède un étage à gain commandé, déjà validé dans une précédente réalisation. L'impédance de sortie de cet étage vaut environ 300Ω, à ce point on place un diviseur de puissance R41, R40 et R35.

La première branche R35 constitue la voie semi-large et la seconde est envoyée vers la voie étroite que nous traiterons ultérieurement. En sortie de R35 on place un filtre céramique FC1 de valeur la plus étroite 180 ou 150kHz centré sur 10,7MHz et le signal est envoyé, comme pour la voie large, à un NE 604/614.



■ Figure 4

Le filtre FC4 sera du même type que FC1. La démodulation s'effectue de la même manière que sur la voie large, détecteur à quadrature.

Seul le coefficient de surtension du circuit C41, C40 et TR4 change et est adapté à la largeur de bande. Le signal audio est désaccentué par C43, traverse le buffer T5 et est envoyé au circuit de traitement audio. La sortie RSSI, broche 5 du IC4 est filtrée et amplifiée par IC1. La tension de sortie de IC1 est la tension de contrôle de l'étage à gain commandé T6 : CF 300.

Plus le niveau d'entrée est élevé, plus la tension de la deuxième grille du FET CF 300 diminue et plus son gain diminue. Inversement plus le niveau d'entrée diminue plus la tension de contrôle augmente et plus le gain augmente. Ceci constitue bien un système de régulation de niveau. La tension continue appliquée à l'entrée positive de l'amplificateur IC1 détermine le seuil de CAG.

FI étroite.

La deuxième branche du diviseur de puissance R41, R42, R43, c'est à dire R42 est directement envoyée vers les

étages à faible largeur. Dans ce cas il n'est plus question de traiter directement la démodulation et l'on procède à un nouveau changement de fréquence. La fréquence de travail est suffisamment basse pour que l'on puisse confier ce traitement à un circuit intégré type NE 605/615. Ce circuit est un condensé des circuits NE 602/612 et NE 604/614. Pour échapper à d'éventuels problèmes de bruit de phase, nous avons préféré isoler l'oscillateur local à 10,245MHz et utilisé une fois de plus un oscillateur autour de T8 qui donne entière satisfaction.

Le signal d'oscillateur local est envoyé à la broche 4 de IC5. La fréquence intermédiaire résultant du mélange vaut 455kHz et est disponible à la broche 20 de IC5. Ce signal traverse deux filtres céramiques FC7 et FC5 et deux amplificateurs-limiteurs internes. La largeur de bande est fonction du type de filtre pour FC7 et FC5. Pour les filtres centrés sur 455kHz, on trouve assez facilement des filtres très étroits et plus difficilement des filtres un peu plus larges. Sur le serveur ERP nous pourrions vous donner quelques bonnes adresses si vous éprouvez quelques difficultés.

Pour la démodulation, on a toujours affaire à un démodulateur à quadrature. La rotation de phase est assurée par une self Toko TR5 du type LMC 4002 et le condensateur d'accord est interne. C57 ne devra pas être implanté sauf modification volontaire : autre self, autre condensateur.

Une résistance agit sur le coefficient de surtension du circuit oscillant donc sur l'amplitude et la linéarité du signal audio en sortie. Dans notre cas, cette résistance est omise.

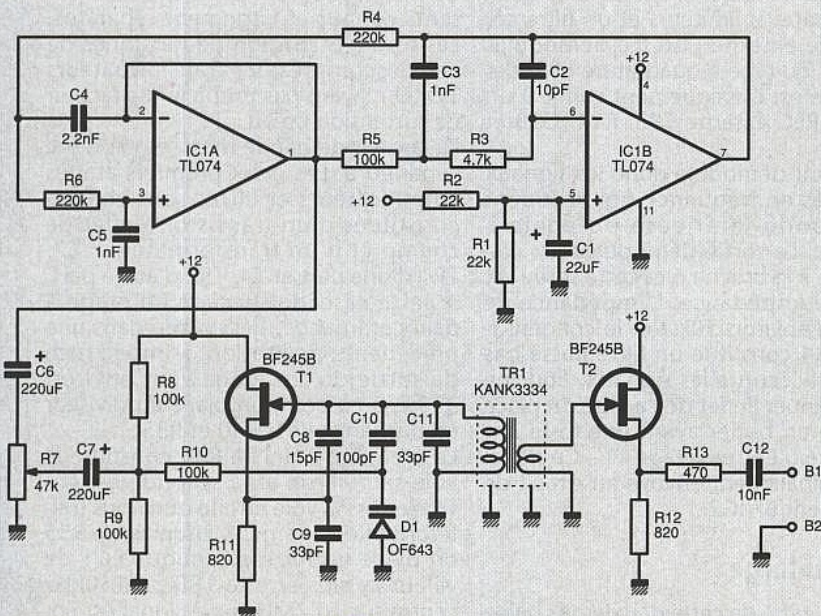
Si le signal incident est modulé en fréquence la sortie audio est à la broche 8. Comme précédemment le signal est désaccentué, traverse un buffer et est envoyé au circuit de traitement audio. Si le signal est modulé en amplitude, la sortie RSSI non filtrée est assimilée à un démodulateur d'amplitude. Le signal audio est amplifié par T9 et envoyé lui aussi au processeur audio IC2. Finalement une tension de CAG est élaborée à partir du signal RSSI filtré. Cette tension est destinée au tout premier étage du récepteur. Nous en terminerons par quelques mots à propos du processeur audio. Le circuit IC2 du type TDA 8421 est un processeur audio haut de gamme.

Il est en principe prévu pour travailler en mode stéréo que nous n'utiliserons pas. Des effets pseudo-stéréo ou spatial peuvent être activés, il se charge en outre du contrôle grave, aigu, volume, balance. Dans cette application nous n'utiliserons qu'une partie de ses capacités : commutation des sources, volume et tonalité. Pour mémoire, signalons la présence de deux régulateurs 7812 et 7805 implanté sur chacune des cartes.

Réalisation pratique

La carte FI est la carte ayant la surface la plus importante mais c'est aussi la carte la plus simple tant sur la réalisation que le réglage. Comme toutes les autres il s'agit d'un circuit double face dont les tracés des pistes coté composants et coté soudure sont respectivement donnés aux figures 2 et 3. L'implantation des composants est donnée à la figure 4.

Les résistances autour des filtres ne doi-

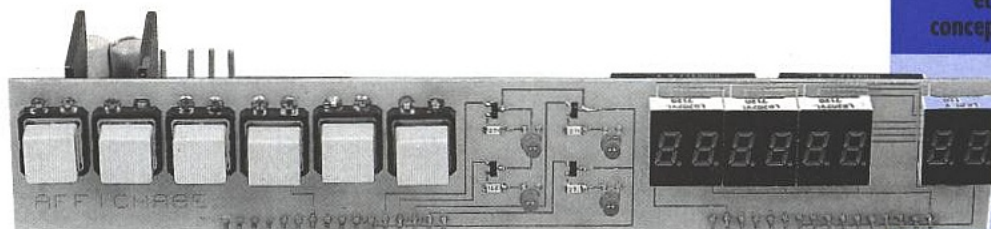


■ Figure 5 : schéma d'un petit générateur de test.

vent pas être implantées en principe. Leur présence ne se justifie que si l'on utilise des filtres ayant une impédance E/S inférieure à $1,5k\Omega$, ce qui n'est pas le cas en général à 455kHz. L'empreinte a été dessinée sur le circuit uniquement «au cas où» ! L'équipement de la carte est assez long, surtout avec les composants CMS où il faut procéder composant après composant. Pour les circuits traditionnels : circuits intégrés, transistors, transos TOKO et condensateurs chimiques, l'opération est beaucoup plus rapide. A notre avis les supports de CI sont inutiles, éventuellement IC2 peut être mis sur support tulipe.

Mise sous tension.

Il n'y a aucun risque à la mise sous tension, le premier régulateur protège même la circuiterie vis à vis d'une in-



version de polarité. Notre prototype consomme exactement 100mA sous 15V. Il est bon de s'assurer de la présence des différentes tensions d'alimentation aux différents points. Cette manipulation est facile et peut éviter une importante perte de temps par la suite.

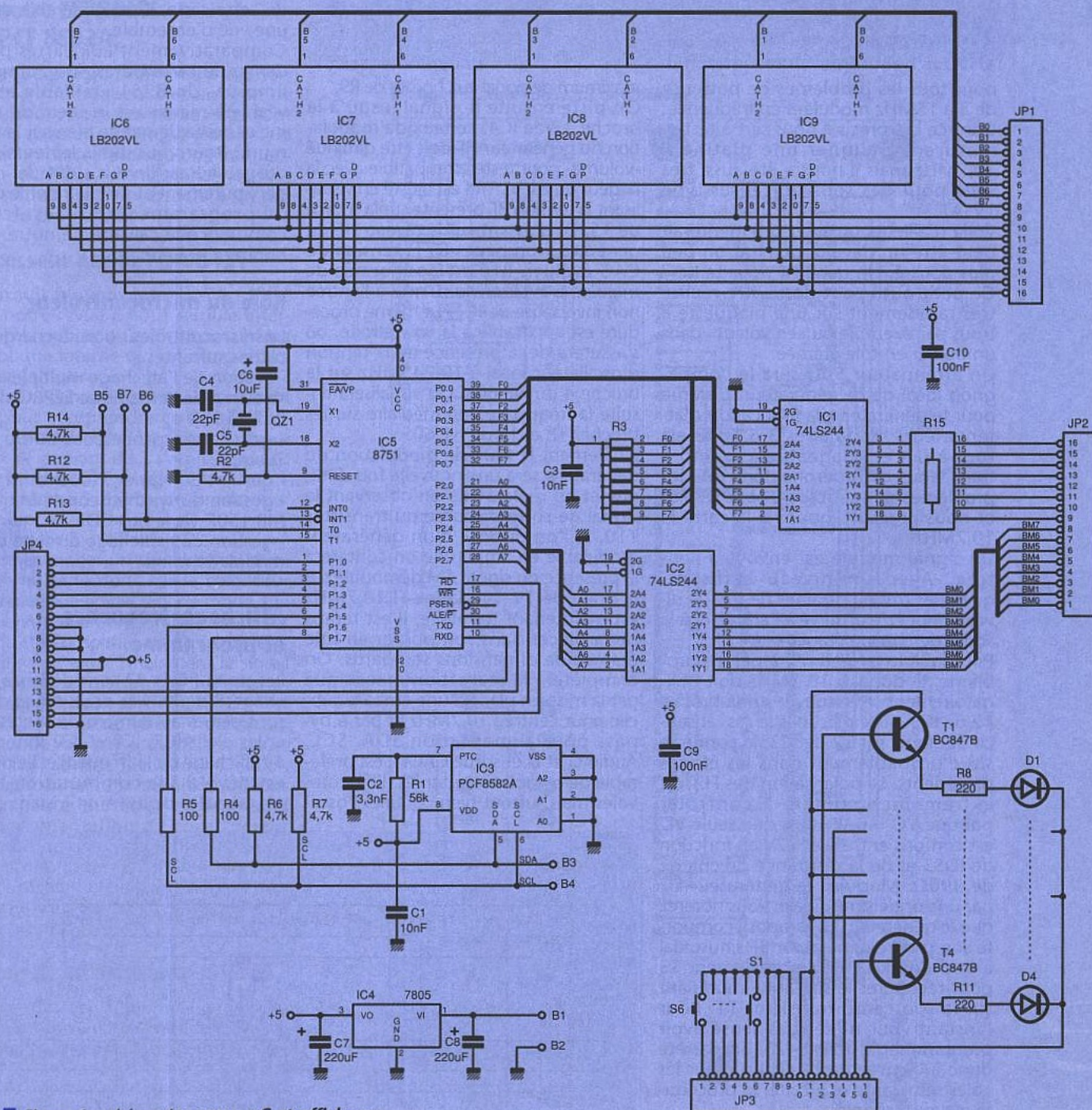
Contrôle et réglage de la carte FI 10,7MHz.

Pour le réglage il est bon de disposer d'un générateur 10,7MHz au moins

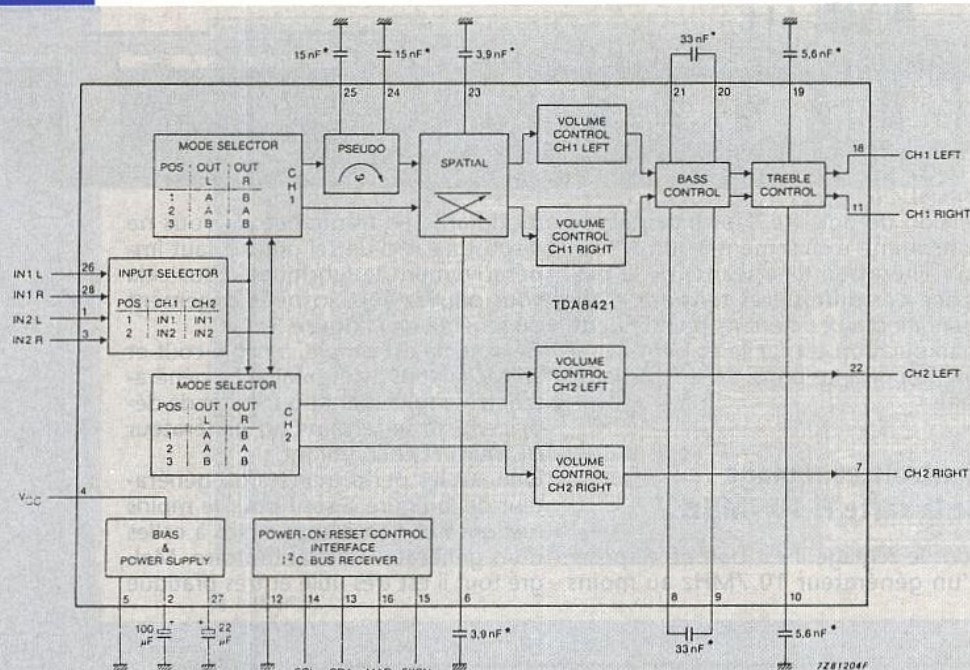
modulable en fréquence. Si vous ne disposez pas d'un tel outil, il faut impérativement le fabriquer. Pour cela vous pouvez vous inspirer largement du schéma de la figure 5.

Ce schéma est simple, à faible coût et efficace. Nous avons réalisé ce générateur très rapidement pour éviter de déplacer «sur le terrain» un générateur HF lourd et encombrant.

Bien sûr les performances du générateur de la figure 5 sont pour le moins rustiques et non comparables à celles d'un générateur de laboratoire. Malgré tout il est très utile et très pratique



■ Figure 6 : schéma des cartes µC et affichage.



■ Figure 7 : synoptique interne du TDA 8421.

pour tous les problèmes de porteur de 5 à 15MHz modulées en fréquence. Dans ce cas précis il nous sert à tester, mesurer et aligner une platine à 10,7MHz mais il nous a été aussi très utile pour des sous-porteuses type TVSAT.

Voilà d'ailleurs un sujet qui mériterait peut-être un développement un peu plus poussé. Un géné HF vous tente ? Ce petit outil peut donc être réalisé très rapidement sur une plaquette à trous par exemple ou «en volant» dans un boîtier en tôle étamée.

Un atténuateur 50Ω sera le compagnon idéal de ce générateur. Comme pour le générateur, la fabrication d'atténuateurs modulaires 3,6,10dB est tout à fait envisageable à moindre frais. Nous considérons donc que les problèmes de métrologie sont résolus et nous nous attaquons à la carte FI 10,7MHz.

Un signal modulé est envoyé à l'entrée. Avec un niveau suffisant, quelques mV ou dizaines de mV, le niveau peut être observé à l'entrée et à la sortie de chaque étage.

Pour la voie large il n'y a pas de problème, le signal à 10,7MHz doit obligatoirement se retrouver sur la broche 12 de IC3. Si ce n'est pas le cas, absence de signal sur 12 de IC3, la panne se situe probablement dans les étages précédents. La polarisation des FET est extrêmement simple à contrôler puisque $V_G = 0$, $V_S = 0$ et que seule V_D est comprise entre 0 et 12V en fonction de $IDSS$ et de la résistance de charge de 390Ω. Modulez le générateur HF par une onde sinusoïdale, vous noterez que le générateur HF proposé comporte son propre générateur BF sinusoïdal à environ 1kHz. Régler finalement T3 pour récupérer le signal BF modulant sur la source du transistor T1. Pour l'instant vous n'êtes pas sensé avoir programmer le TDA 8421, on s'arrête donc à l'entrée de ce circuit. Pour les voies semi-large et étroite, la procédure est aussi simple.

Pour la voie semi-large, on commence par régler TR1 et TR2 de manière à obtenir le

maximum de signal aux bornes de R9.

On piste ensuite le signal jusqu'à la broche 12 de IC4. Le taux de modulation du générateur HF doit être diminué -volume- pour rester compatible avec la largeur du canal. TR4 est ajusté en visualisant la tension BF présente sur la source de T5. En agissant sur le niveau HF du générateur on peut voir la tension de CAG évoluer. R10 est positionnée de manière à avoir environ 1,6V à l'entrée non inverseuse de IC1. La même procédure est applicable à la voie étroite, on s'assurera de la présence de la tension d'oscillateur local à 10,245MHz sur la broche 4 du NE 605. On visualisera ensuite la fréquence intermédiaire sur les broches 18 et 14 du NE 605.

Finalement le taux de modulation du générateur sera une nouvelle fois diminué et on règlera TR5 en observant le signal de sortie : source du transistor T10. Si l'on dispose d'un générateur modulable en amplitude on constatera la présence du signal AM démodulé sur le drain de T9. La platine FI 10,7MHz est maintenant terminée, il est temps de la placer dans son boîtier en tôle étamée de dimensions standards. On complètera la réalisation mécanique par la mise en place d'une embase subclic pour l'entrée 10,7MHz et par 6 bypass pour alimentation SDA, SCL, Audio G et D et sortie CAG. Il est préférable de compartimenter les différentes voies mais surtout bien confiner l'oscil-

lateur local à 10,245MHz. Il est inutile que cette fréquence se ballade sur les différentes lignes et crée des produits d'intermodulation indésirables avec la fréquence utile à 10,7MHz dans les voies large et semi large.

Pour des mesures à l'oscilloscope, cette fréquence peut être extrêmement gênante car très proche de la FI à 10,7MHz. Sa présence peut entraîner de fausses interprétations des mesures. A ce stade votre calvaire est bientôt fini car il ne reste que la carte microcontrôleur et affichage/clavier.

Carte µC et clavier.

Le schéma de principe des deux cartes µC et clavier est représenté à la figure 6. Ce schéma de principe donne lieu à deux cartes disposées perpendiculairement. Les liaisons s'effectuent de JP2 vers JP1 et JP4 vers JP3.

Pour comprendre le fonctionnement de cette carte, il est préférable d'avoir une vue d'ensemble.

Comparativement aux cartes précédentes, la carte UC est assez simple et limpide. Un 8751 «taillable et corvéable à merci» est le cœur du système et on lui demande bien sûr le maximum. Pour vous, amis lecteurs, c'est du gâteau car il vous suffit de «pomper» purement et simplement le dump du programme. Mais c'est ici que commence le calvaire de notre collaborateur préféré.

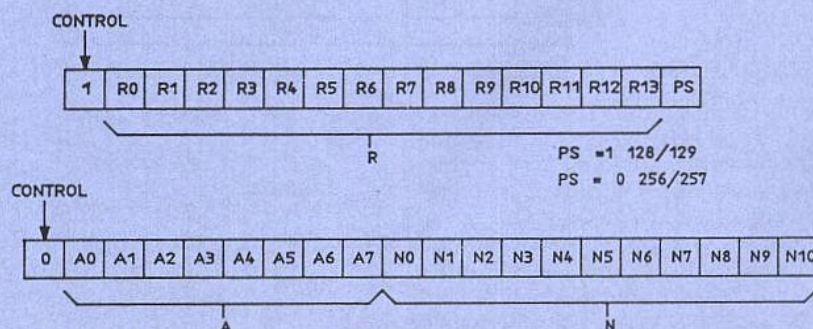
Rôle du microcontrôleur

Le microcontrôleur doit se charger des tâches suivantes :

- gestion de l'affichage multiplexé.
- gestion de la mémoire EEPROM I2C : PCF 8582A
- gestion du processeur audio I2C : TDA 8421
- gestion du clavier : touches S1 à S6.
- gestion du synthétiseur de fréquence MB 1507 via le bus CDE.
- gestion de l'affichage du type de démodulation.

Affichage, fréquence et programme.

Les ports P0 et P2 sont dédiés à l'affichage 8 digits. Les deux digits de IC6 sont dédiés au numéro de programme et les digits IC7, IC8 et IC9 sont dédiés à l'affichage de la fréquence. Le port P2 est dévolu à la commutation-multiplexage des digits. A un instant donné



■ Figure 8 : commande du MB 1507.

P2.0 = 0 et P2.X = 1, seul P2.0 = 0, la cathode 1 de IC9 passe à 0, toutes les autres cathodes sont à 1 et les diodes électroluminescentes bloquées. Pour afficher un chiffre ou un caractère, il suffit alors d'envoyer le mot correspondant sur le port P0. Nous avons la correspondance suivante :

P0.0=DP, P0.1=G, P0.2=F, P0.3=E, P0.4=D, P0.5=C, P0.6=B et P0.7=A.

Pour le cycle suivant P2.0 passe à 1, P2.1 passe à zéro et ainsi de suite jusqu'au digit 7 puis ensuite le digit 0 et le cycle recommence. Ce type d'affichage présente principalement un intérêt économique, pas de circuit dédié du type SAA 1064. En contrepartie il faut admettre que le microcontrôleur perde son temps à gérer l'affichage. Il faudra en outre qu'il consacre une partie de son temps à surveiller l'état du clavier et envoyer les données sur les deux bus I2C et Clock Data Enable.

Mémoire EEPROM I2C PCF 8582A.

A chaque programme mémorisé correspond une fréquence et un type de modulation. Tous ces paramètres sont stockés dans une EEPROM externe. En utilisation normale lorsqu'une fréquence est identifiée, on mémorise tous les paramètres que l'on associe à un numéro de programme.

Processeur audio TDA 8421

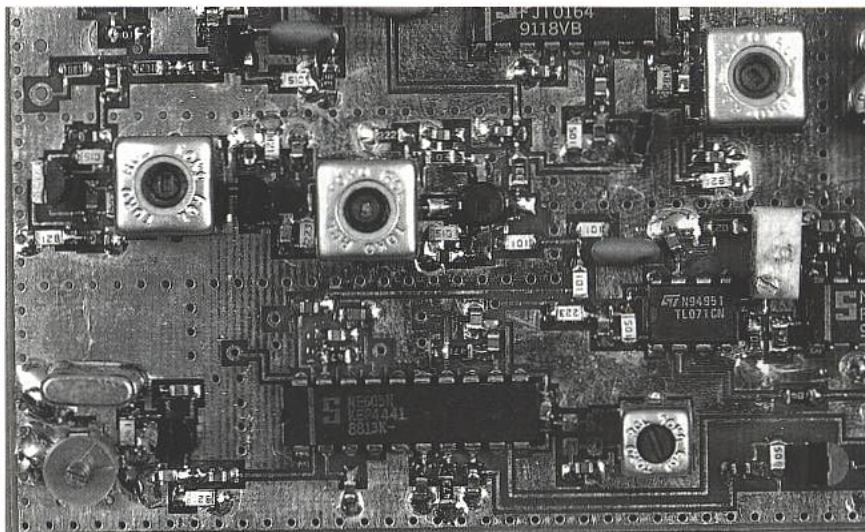
Ce circuit n'ayant jamais été utilisé dans notre revue il nous semble intéressant de publier au moins son schéma synoptique interne qui est donc représenté à la figure 7.

Ce schéma synoptique est suffisamment clair pour comprendre ce que l'on attend de ce circuit. On sait que les signaux BF arrivent dans l'ordre suivant :
IN1L : broche 26 : FM large bande
IN1R : broche 28 : FM bande semi-large
IN2L : broche 1 : AM
IN2R : broche 3 : FM étroite

Pour sélectionner un signal parmi 4 on agit simultanément sur le sélecteur d'entrée et sur le sélecteur de mode. On peut éventuellement profiter de l'effet pseudo stéréo, spatial, contrôle du volume, grave et aigu. Finalement le signal démodulé est disponible simultanément sur les deux sorties CH1 LEFT et CH1 RIGHT broches 18 et 11 du circuit. La seconde voie n'est pas utilisée. Le circuit est à l'adresse I2C 80 HEX. Si l'on souhaite connaître la définition de tous les paramètres du circuit, on se référera à la documentation du constructeur que nous ne pouvons publier faute de place. Cette documentation est intéressante si vous souhaitez modifier le programme ou adapter la FI 10,7MHz à une autre application.

Gestion du clavier touches S1 à S6.

Pour ne pas avoir une face avant démesurée nous avons limité le clavier à 6 contacts S1 à S6. Par ailleurs les ressources du microcontrôleur sont quasiment épuisées. Ceci nous conduit malheureusement à l'emploi d'une touche «seconde fonction» S6. A l'initialisation, le clavier est en mode première



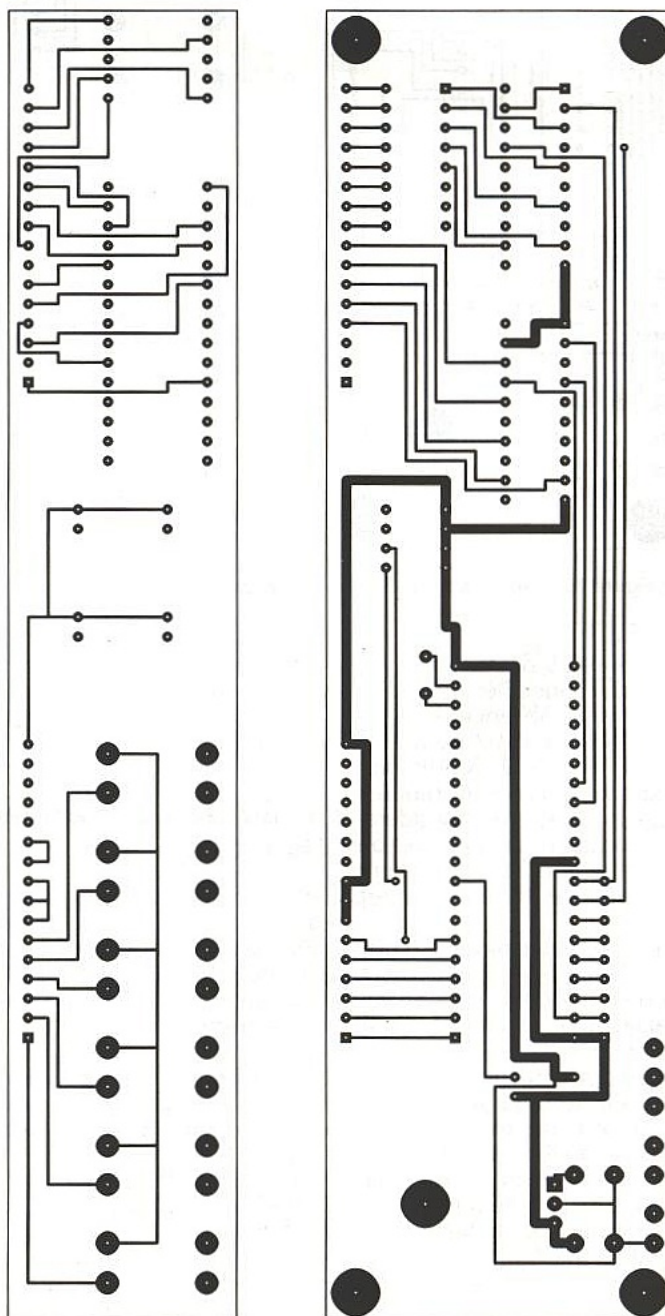
fonction et les cinq touches ont la signification suivante :

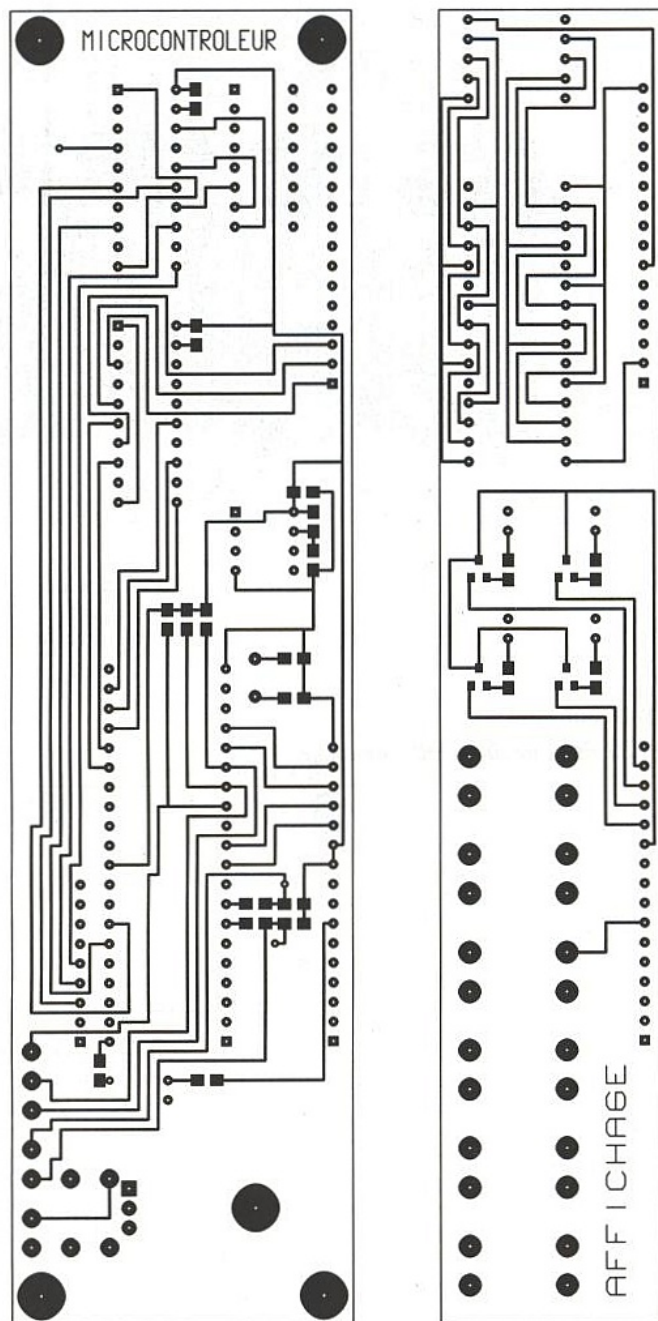
- S5 : fréquence +
- S4 : fréquence -
- S1 : programme +
- S2 : programme -
- S3 : mémorisation

Le fonctionnement des contacts S1 à S3 est évident et n'appelle aucun commentaire. Pour les touches S4 et S5 le fonctionnement est le suivant :

La fréquence défile vers le haut ou vers le bas et plus la touche est enfoncée longtemps plus le rythme s'accélère.

■ Figure 9 : coté cuivre. µC + affichage





■ Figure 10 : coté composants µC + affichage

Les touches S4 et S5 ont un effet immédiat sur l'affichage. Dès que l'affichage est stabilisé -absence d'action sur S4 ou S5- le MB 1507 peut être programmé via le bus CDE. Cette solution évite la programmation répétée du synthétiseur qui ralentit considérablement le process. Dans notre cas on programme le synthétiseur seulement lorsque la fréquence de réception est choisie.

Cette solution permet le passage d'une fréquence à l'autre assez rapidement et rend un peu plus difficile les opérations de balayage ou scrutation d'une bande spécifique.

Lorsque l'on appuie sur la touche S6 on passe dans la seconde fonction du clavier et son affectation est alors la suivante : pour signifier que l'on est en seconde fonction, un point décimal supplémentaire est allumé sur IC6,

- S5 : sélection du type de démodulation FM1, FM2, FM3 AM.
- S4 : volume +
- S3 : volume -

- S2 : graves - bouclage du minimum vers max, puis min etc...
- S1 : aigus - bouclage du minimum vers max, puis min etc...

Synthétiseur de fréquence MB 1507.

Le synthétiseur de fréquence Fujitsu est programmé via un bus spécial dit clock, datas, enable. Ce bus spécifique est sorti sur les broches 13, 14 et 15 du microcontrôleur : P3.3, P3.4 et P3.5 affectés respectivement à clock, datas, enable.

La relation entre la fréquence reçue FREC qui est aussi la fréquence affichée et la fréquence programmée FOL est simple

$$FOL = FREC + 900$$

Toutes les fréquences sont exprimées en MHz. D'autre part FOL s'exprime en fonction des paramètres à programmer :

$$FOL = (M.N+A) \text{ FXTAL/R}$$

FXTAL est une constante du système et vaut 15,000MHz ;

M peut prendre deux valeurs 128 ou 256

N est compris entre 8 et 2047

A est compris entre 0 et M-1

Pour des raisons évidentes de programmation nous avons choisi un pas de 5kHz et M = 256.

Si nous exprimons maintenant les fréquences en kHz la relation précédente s'écrit, sachant que :

$$R = 3000, \text{ FXTAL/R} = 5\text{kHz}$$

$$FOL (\text{kHz}) = (256.N+A)/5$$

Pour programmer le synthétiseur de fréquence il suffit donc, dès l'initialisation du système, de programmer R = 3000 et M = 256.

Pour programmer une fréquence particulière il suffit alors de calculer N et A et d'envoyer ces valeurs au MB 1507 ; N et A se calculent de la manière suivante :

$$N = \text{INT}\left(\frac{FOL}{5.256}\right)$$

et ensuite : $A = FOL/5 - 256.N$

Prenons un exemple pour donner un aperçu du problème. On veut recevoir la fréquence de 195,745MHz. Noter que les deux fréquences voisines seraient 195,740MHz et 195,750MHz. La première opération consiste à calculer FOL avec la relation :

$$FOL = FREC + 900$$

Dans notre cas nous obtenons :

$$FOL = 195,745 + 900 \text{ ou}$$

$$FOL = 1095,745\text{MHz ou}$$

$$FOL = 1095745\text{kHz}$$

On calcule finalement :

$$N = \text{INT}\left(\frac{FOL}{5.256}\right)$$

Ce qui donne N = 856 et finalement A = 13.

Pour mémoire on peut calculer les paramètres min et max correspondant aux fréquences min et max pouvant être reçues.

Si Fmin = 0, N = 703, A = 32

Si Fmax = 900MHz, N = 1406, A = 64

Finalement pour passer d'une fréquence à l'autre, par exemple de :

195,745MHz correspondant à N = 856 et A=13 à 195,750 qui donne N = 856 et A = 14, seul A change.

Les deux messages envoyés au MB 1507 sont longs de 16 et 20 bits, la description de ces messages est donnée à la figure 8.

Les lecteurs attentifs remarqueront qu'avec ce type de PLL et la structure adoptée, il n'est pas possible de choisir un pas inférieur à 5kHz. Si l'on prenait par exemple un pas de 1kHz, la fréquence maximale de l'oscillateur local serait :

$$FOL = 256 \times 2047 + 255\text{kHz} = 524,287 \text{ kHz}$$

Cette fréquence est bien inférieure à la fréquence minimale de l'oscillateur local. Si l'on prend un pas de 2kHz on ne peut couvrir qu'une faible bande : 0 à 148,574MHz.

Affichage du type de modulation.

Quatre diodes électroluminescentes sont affectées à l'affichage du type de modulation sélectionné par la touche S5 en mode seconde fonction. D1, D2,

D3 et D4 sont respectivement affectés aux modes FM large, FM moyenne, FM étroite et AM. Nous en avons terminé avec la description fonctionnelle des cartes microcontrôleur et affichage. Nous pouvons donc passer à la réalisation pratique de ces deux cartes. Comme nous allons le voir cette réalisation est sans souci et n'a rien de comparable avec les cartes UHF ou HF. Pour la carte microcontrôleur, les figures 9, 10 et 11 représentent respectivement le tracé des pistes coté cuivre, coté composants et l'implantation des composants.

Il n'y a aucune remarque particulière à faire si ce n'est la présence d'un refroidisseur pour le régulateur IC4. L'alimentation et les deux bus I2C et CDE sont disponibles sur les bornes B1 à B7. Les deux cartes sont reliées par un connecteur coudé et il n'y a donc aucun risque d'erreur d'interconnexion. Sauf erreur grossière cette carte fonctionne dès la mise sous tension. Evidemment ces deux cartes peuvent fonctionner seules, à condition bien sûr de monter un microcontrôleur correctement programmé.

Nous avons passé en revue toutes les étapes de la conception et réalisation des cartes, il nous reste à voir maintenant l'intégration du système dans son boîtier. Nous en terminerons ensuite par une mise au point finale et probablement quelques conseils d'utilisation.

Intégration des différents modules.

La phase d'intégration n'est pas la partie la plus intéressante, elle n'existe que pour finaliser le projet et rendre le récepteur utilisable. Chaque sous-ensemble blindé : convertisseur élévateur, convertisseur abaisseur et platine 10,7MHz doit être évidemment câblé, testé, équipé de ses prises subcl. Le fond ne doit pas être soudé aux parois verticales. Un nettoyage au trichlorethylène n'est pas superflu car les soudures entre les parois, les compartiments et le plan de masse laisse des traces très grasses, non gênantes mais inesthétiques.

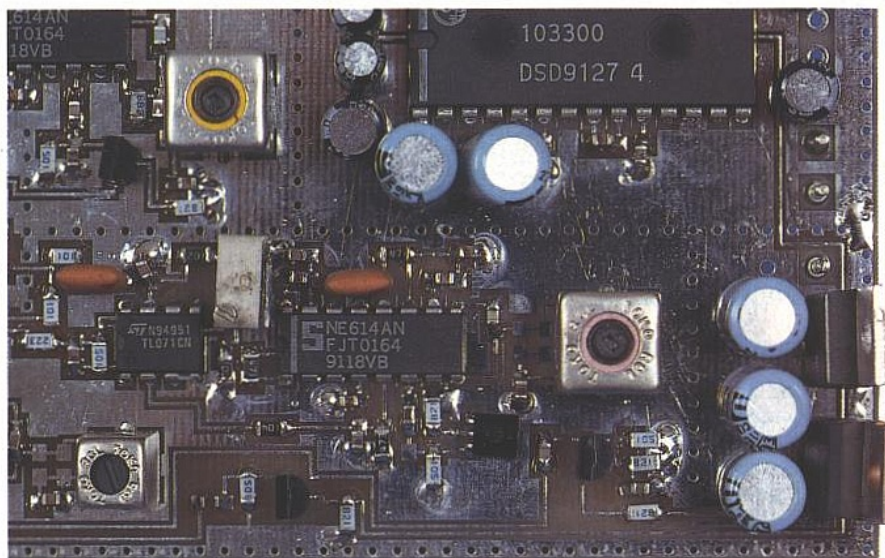
En premier lieu il convient de percer la face avant et de positionner les deux cartes : UC et affichage.

On choisit ensuite l'emplacement des trois modules blindés de manière à ce que les liaisons entrée antenne du coffret vers subcl et liaison subcl-subcl 900MHz soient les plus courtes possibles.

Ceci ne pose évidemment aucun problème. Dès que vous aurez les modules et le coffret en main vous constaterez que l'agencement des boîtiers se fait sans aucun problème. Chaque fond de module sera percé de 2 ou 4 trous et boulonné sur le fond du châssis.

Les modules sont ensuite emboîtés sur leurs fonds et soudés par un cordon de soudure.

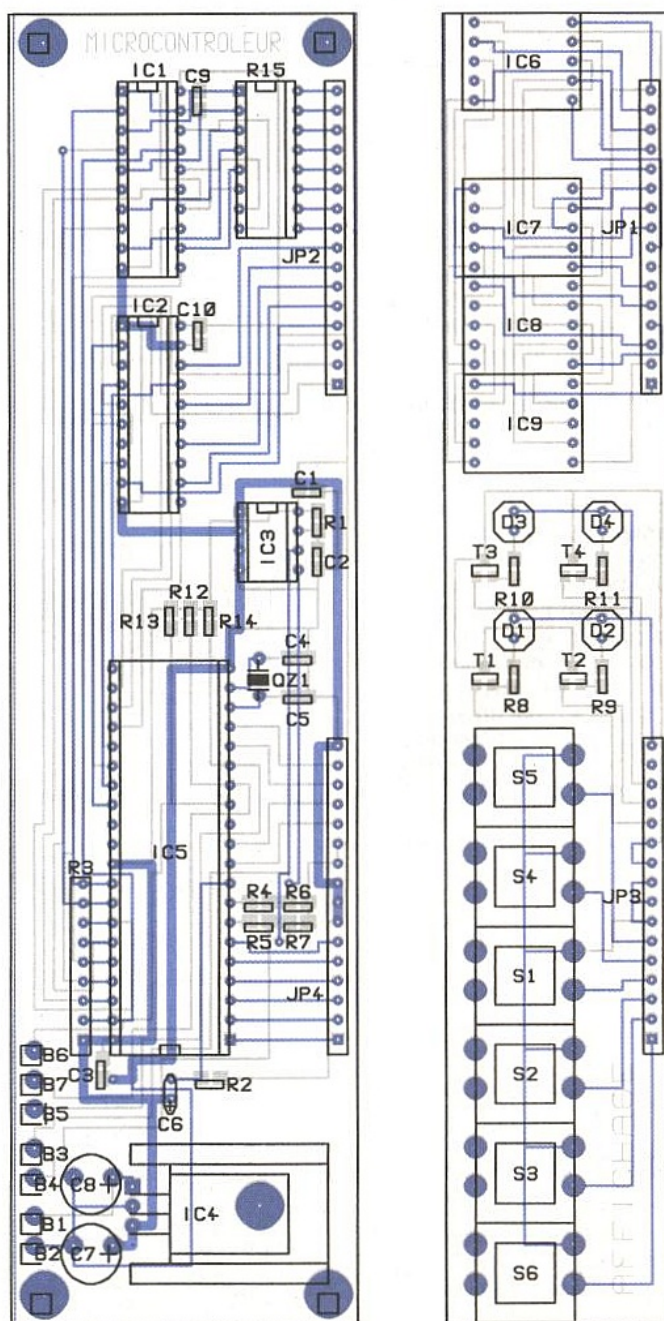
On câblera ensuite l'alimentation. Chaque module recevant masse et +15V. Un câblage en étoile n'est pas nécessaire, un câblage en chaîne suffit.

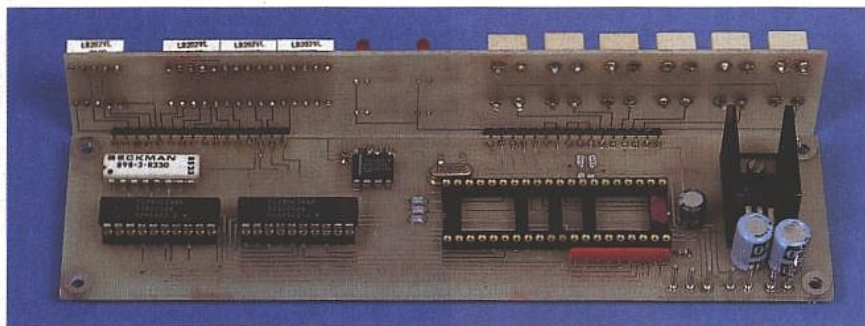


On câble ensuite les entrées-sorties de commande bus I2C et bus CDE puis finalement les entrées-sorties vers la face arrière : prises CINCH audio entrée antenne et deux embases banane pour

l'alimentation. Pour l'alimentation nous vous laissons le choix entre une alimentation interne ou externe. Pour la prise d'antenne on utilisera de préférence une embase de type BNC ou N.

■ Figure 11 : implantation μC + affichage





Légère mise en garde.

Ce récepteur panoramique vous permet donc de couvrir sans discontinuité une large plage de fréquence jusqu'à 900MHz environ. Nous vous demanderons bien sur un minimum de correction et de discrétion et donc de ne pas vous attarder sur les fréquences des radiotéléphones par exemple.

Il existe un grand nombre de services privés ou publics qui utilisent les radio-communications non destinées à un large public. Dans certains cas les communications sont cryptées mais la plupart du temps les conversations sont en clair dans l'un des modes FM ou AM que nous avons traités.

Il y aurait beaucoup à dire sur ce sujet mais nous ne nous lancerons pas dans cet exercice périlleux afin d'éviter les « je sais tout » et leurs réflexions fâcheuses. Il est malgré tout affligeant de constater que privées ou pas ce genre de communications est accessible à tous et surtout que les utilisateurs ne prennent aucune précaution, ce qui est beaucoup plus grave. Nous vous demanderons donc de limiter l'usage de ce récepteur aux bandes dites broadcast et aux bandes amateurs. C'est d'ailleurs d'un intérêt beaucoup plus important.

Soyons bien clairs une fois pour toutes, il ne s'agit ici nullement d'inciter aux écoutes du Radiocom 2000 sous l'aspect détourné d'une mise en garde. Pour ce genre de malveillance il est inutile de réaliser le récepteur que nous vous proposons, un simple scanner du marché vous rendra d'aussi bons services.

On pourrait évidemment être tenté de résoudre le problème en interdisant la vente, la possession et l'utilisation de ces scanners. C'est évidemment une idée saugrenue car chacun sait qu'un analyseur de spectre -appareil de laboratoire et de mesure qui n'a rien d'un jeu- se prête particulièrement bien à la réception et à la démodulation de signaux dans une très large plage de couverture : quelques GHz dans le moindre des cas. Nous savons tous que les lecteurs de ERP sont tous des passionnés d'électronique beaucoup plus compétents que la moyenne et nous ne doutons pas de leur qualité morale. Il devrait donc n'y avoir aucun problème.

Evolution du système

Moyennant quelques modifications du programme et de la platine FI 10,7MHz, les modules présentés dans ce numéro pourraient participer à l'élaboration d'un mini-analyseur de spectre

Nous ne prétendons pas évidemment atteindre les performances même celles des plus mauvais. Cet appareil pourrait malgré tout s'avérer utile pour contrôler la présence d'un oscillateur, le gain d'un VCO, sa richesse en harmonique etc.

Des essais complémentaires nous seront nécessaires pour savoir si tout cela est jouable et décider ensuite de la marche à suivre.

En attendant profitez bien de ce récepteur qui à bord de votre véhicule vous permettra de zapper entre le canal 19 et votre FM favorite.

Les temps deviennent vraiment très très durs.

Le temps où la vitesse d'un véhicule devra tendre vers 0 pour simultanément faire tendre le nombre d'accidents vers 0 est proche !...

François de DIEULEVEULT.
Gilles de DIEULEVEULT.

NOMENCLATURE :

Carte μ C

Résistances :

R1 : 56k Ω
R2,R6,R7,R12,R13,R14 : 4,7 k Ω
R3 : 10k Ω SIL9
R4,R5 : 100 Ω
R8,R9,R10,R11 : 220 Ω
R15 : 8 x 330 Ω

Condensateurs :

C1,C3 : 10nF
C2 : 3,3nF
C5,C4 : 22pF
C6 : 10 μ F
C7,C8 : 220 μ F
C9,C10 : 100nF

Semi-conducteurs :

D1,D2,D3,D4 : DEL
T1,T2,T3,T4 : BC847B

Circuits intégrés :

IC1,IC2 : 74LS244
IC3 : PCF8582A
IC4 : 7805
IC5 : 8751
IC6,IC7,IC8,IC9 : LB202VL

Divers :

QZ1 : quartz 12MHz

Carte FI

Résistances :

R1,R6,R18,R21,R36 : 820 Ω
R2,R11,R15,R19,R22,R38 : 1M Ω
R3 : 330 Ω
R4,R13,R33,R34 : 470 Ω
R5,R25,R32 : 10k Ω
R7,R20 : 100k Ω
R8 : 47 Ω
R9 : 2,2k Ω
R10,R16,R23,R39 : 47k Ω
R12,R17 : 50 Ω
R14 : 6,8k Ω

R24,R37 : 22k Ω
R26,R27,R28 : 18 Ω
R29,R30,R31 : 390 Ω
R35,R40,R41 : 100 Ω

Condensateurs :

C1,C40,C47 : 220pF
C2,C9,C12,C31,C32 : 220 μ F
C3,C34,C43,C45,C46,C53,C54,C55,
C57,C70 : 1nF
C4,C5,C6,C27,C29,C38,C44,C61,
C63,C65 : 10nF
C7,C25,C26,C30,C35,C36,C37,C41,
C48,C49,C58,C59,C60,C62,C64,C66,
C67,C68,C69 : 100nF
C8 : 22 μ F
C10,C11,C13,C14,C15,C16 : 10 μ F
C20,C17 : 15nF
C18,C21 : 3,9nF
C24,C23 : 33nF
C28,C39 : 1pF
C33,C42 : 470nF
C50 : condensateur variable 3/40pF
C51 : 15pF
C52 : 33pF
C56 : 10pF

Semi-conducteurs :

T1,T4,T5,T7,T8,T9,T10 : BF245B
T2,T3 : U308
T6 : CF300

Circuits intégrés :

IC1,IC6 : TL071
IC2 : TDA8421
IC3,IC4 : NE604
IC5 : NE605
IC7 : 7805CT
IC8 : 7812CT

Divers :

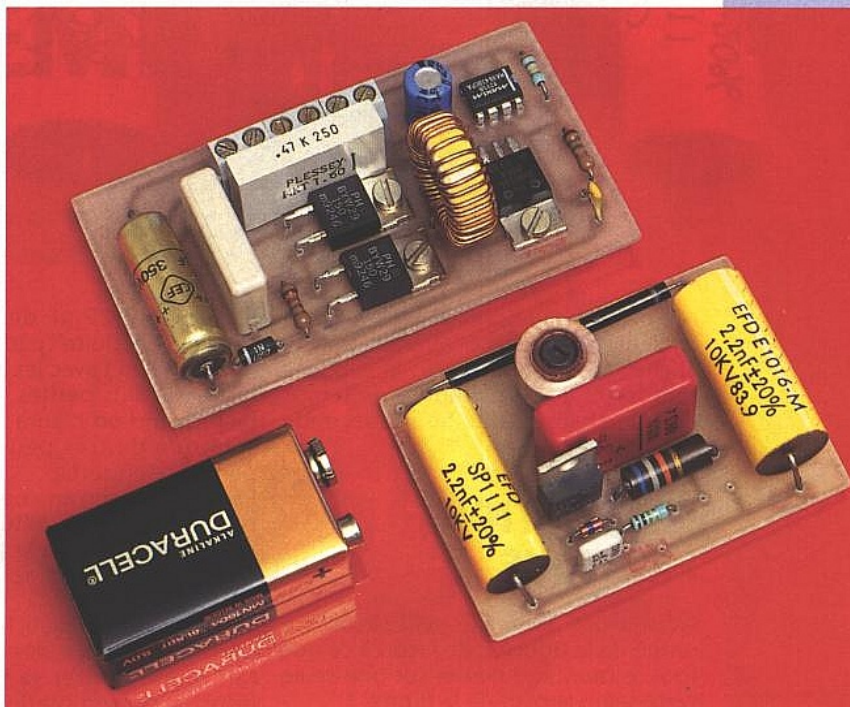
FC1,FC2,FC3,FC4,FC6, : filtres
céramiques 10,7MHz
FC5,FC7 : filtres 455kHz
QZ1 : 10245kHz
TR1,TR2,TR4 : KANK3333 Toko
TR3 : KANK3334 Toko
TR5 : LMC4002 Toko

UNE PETITE ALIMENTATION THT

Par THT ou «très haute tension», on entend généralement en électronique quelques kilovolts à quelques dizaines de kilovolts, autrement dit ce que les électriciens appellent couramment «moyenne tension».

De telles tensions ont d'innombrables applications, depuis les tubes cathodiques jusqu'aux clôtures

agricoles, en passant par les systèmes d'allumage ou d'ionisation et les photocopieurs ou imprimantes laser. Elles ne présentent pas de réel danger si le courant disponible est limité à quelques fractions de milliampère, mais au delà la prudence est bien évidemment de rigueur. Nous n'irons toutefois pas jusque là !



Un schéma original

Bien que susceptible de rendre service dans de multiples situations, le montage qui va être décrit est extrêmement simple et admet de nombreuses variantes.

Il a surtout été conçu comme complément du convertisseur 12 V / 300 V sans transformateur que nos lecteurs ont eu l'occasion de réaliser par ailleurs, et pourra donc fonctionner sur piles ou accus.

Sa principale originalité est d'être bâti autour d'un composant très facile à se procurer, en l'occurrence une bobine d'impulsions pour tube flash de stroboscope.

Mais le schéma de la **figure 1** pourrait tout aussi bien être utilisé avec une bobine d'allumage de voiture si une puissance supérieure était nécessaire.

Son principe est particulièrement facile à comprendre: tant que le triac est bloqué, la tension d'entrée de 300 V vient charger le condensateur de 0,22 μ F à travers la résistance de 68 k Ω et le primaire de la bobine.

Simultanément, le condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ se charge à travers la résistance de $1 \text{ M}\Omega$, donc nettement moins vite.

Lorsque la tension à ses bornes atteint environ 32 V, seuil d'amorçage du diac, le triac devient conducteur et court-circuite le condensateur principal, alors complètement chargé, dans le primaire de la bobine.

Dès que le condensateur est ainsi déchargé, le triac se bloque de nouveau et le cycle peut recommencer.

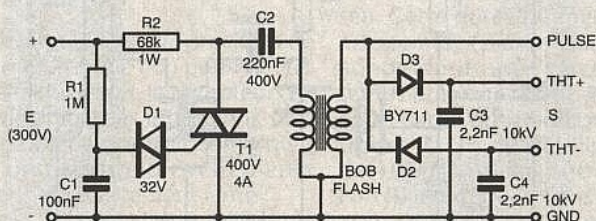
Il en résulte un train de brèves impulsions THT au secondaire, que l'on peut soit utiliser tel quel (point «PULSE»), soit redresser pour charger un condensateur haute tension.

Sur notre maquette, nous avons en fait prévu deux condensateurs en série et deux diodes THT (genre BY711 PHI-

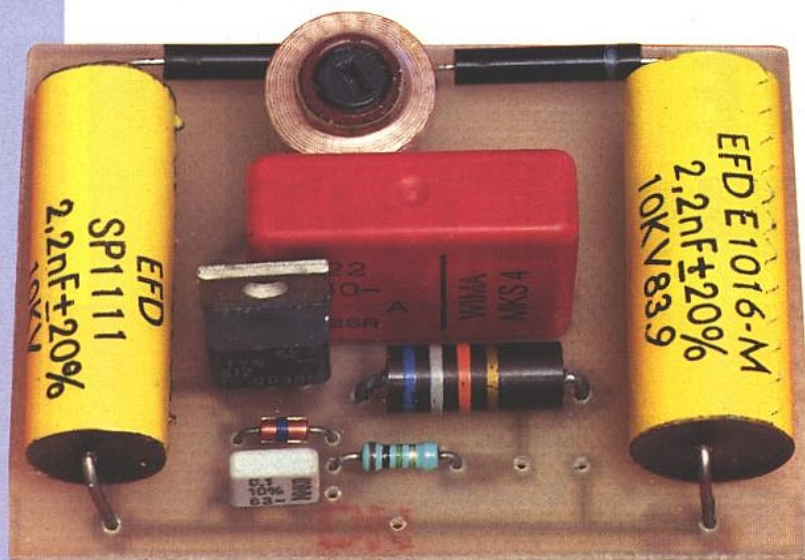
LIPS disponibles chez RadioSpares), ce qui augmente encore la tension continue générée.

Il est important de noter que cette disposition permet de délivrer de fortes pointes de courant (et donc de produire de fort belles étincelles de plusieurs millimètres !), tandis que bien des applications nécessitent une THT continue.

Pour des expériences de physique, par exemple, on pourra utiliser comme condensateurs de petites «bouteilles de Leyde» faciles à construire avec des cannettes de bière en verre et de la feuille d'aluminium à usage ménager. En effet, la valeur de 2,2 nF n'est don-



■ *Figure 1: schéma de principe.*



née qu'à titre indicatif, et bien d'autres feraient parfaitement l'affaire ! Sachez toutefois que plus la capacité sera forte, et plus il faudra de temps pour la charger (une bonne seconde pour 2,2 nF).

RÉALISATION PRATIQUE

Nous avons dessiné le petit circuit imprimé de la **figure 2** de façon à ce que tout le montage tienne sur une seule carte selon le plan de la **figure 3**. Des pastilles ont notamment été prévues pour que l'on puisse monter indifféremment les bobines les plus courantes, aussi bien rondes que carrées ou rectangulaires, mais attention au

valeur de 0,22 μ F devra donc être réduite (parfois jusqu'à 47 nF) avec les bobines les plus petites, ou bien quand on n'aura besoin que de très peu de puissance en sortie. Par contre, avec une bobine d'allumage de voiture, on pourra atteindre le microfarad sans aucune arrière-pensée.

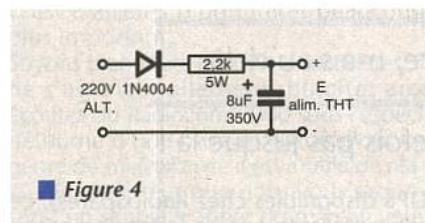
Le condensateur de 0,1 μ F fixe pour sa part la fréquence des impulsions. Le fait d'augmenter sa valeur réduira donc la consommation du montage sur le 300 V, mais également la puissance disponible en sortie: à étudier cas par cas !

La **figure 4** donne par exemple une idée d'utilisation très différente de celle d'origine, qui conduit à modifier quelques valeurs et à supprimer certains composants.

Il s'agit d'un flash de signalisation émettant de puissants éclairs espacés de quelques secondes et qui, alimenté par notre convertisseur 12 V / 300 V, pourra fonctionner fort longtemps sur batterie.

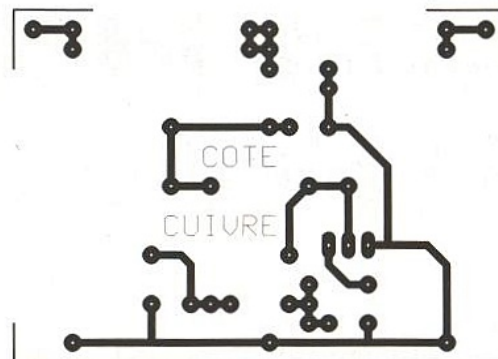
Il faut ralentir considérablement la fréquence des impulsions en passant de 0,1 μ F à 22 μ F, mais en revanche on peut ajouter un condensateur de valeur allant jusqu'à 200 μ F / 350 V en parallèle sur l'entrée 300 V pour augmenter la puissance des éclairs.

Bien entendu, les diodes et les condensateurs THT sont parfaitement inutiles (et même nuisibles !) pour commander l'amorçage du tube flash : on en fera donc l'économie.



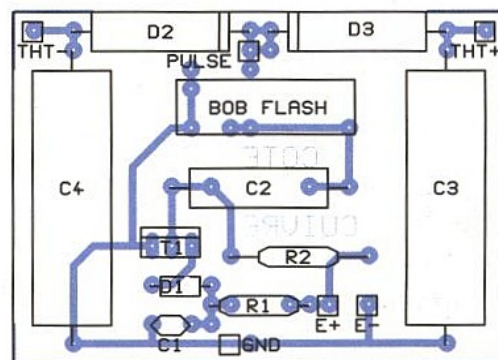
■ Figure 4

brochage ! (l'enroulement THT est celui qui présente la plus forte résistance). Sur certains modèles, la sortie THT est située sur le dessus et devra être reliée par un court fil souple. Pour chaque type de bobine est normalement spécifiée une valeur de condensateur, qu'il n'est pas conseillé de dépasser sous peine d'abrégier considérablement sa durée de vie. La



■ Figure 2 : le C1 très simple...

■ Figure 3 : et son implantation.



Fonctionnement sur secteur

Dans certains cas, on pourra préférer faire fonctionner le montage sur le secteur 220 V (avec toutes les précautions requises car il n'y a pas d'isolation galvanique !) plutôt que sur notre convertisseur.

On utilisera alors le schéma de la **figure 5**, dans lequel la résistance de 2,2 k Ω (**figure 4**) sert à éviter que le tube flash ne vienne court-circuiter le secteur sur la diode lorsqu'il conduit. Avec certains tubes (ou pour des applications purement THT), on pourra diminuer sa valeur jusqu'à 100 Ω .

Patrick GUEULLE.

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 1M Ω
R2 : 68k Ω 1W

Condensateurs :

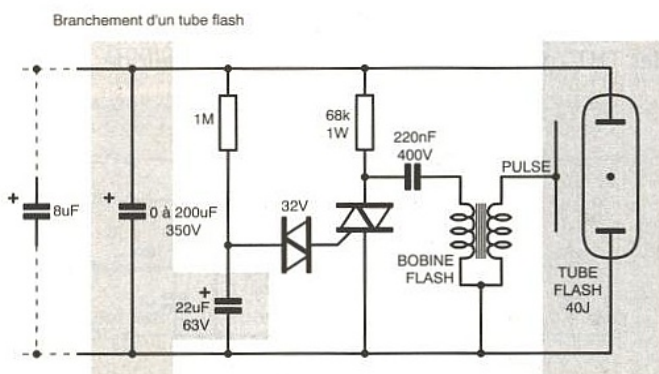
C1 : 100nF
C2 : 220nF 400 ou 630V
C3, C4 : 2,2nF 10kV

Semi-conducteurs :

D1 : diac 32V (DB3)
T1 : triac 400V, 4A
D3, D4 : BY711 ou équivalent

Divers :

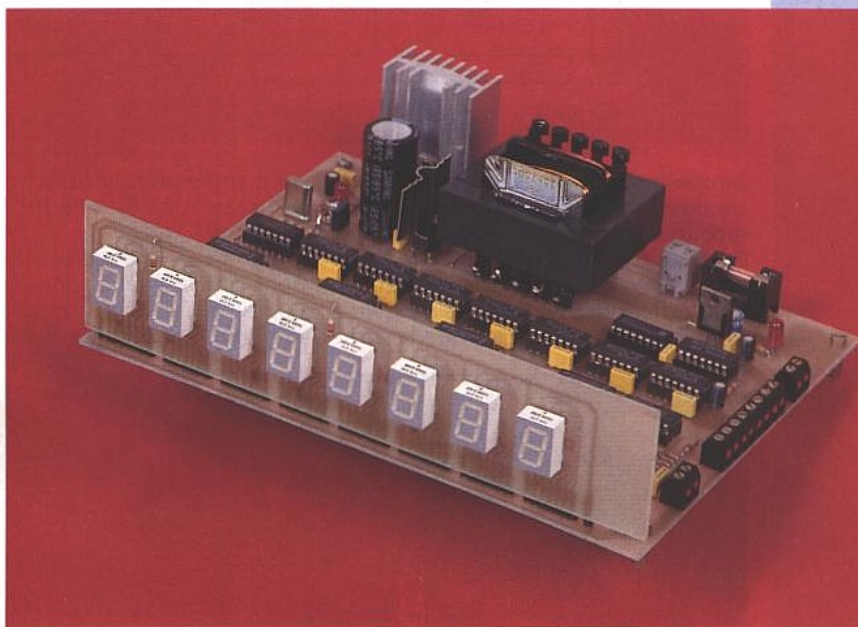
Bobinage : transfo pour tube à éclairs



■ Figure 5

COMPTEUR UNIVERSEL ET ÉTAGE D'ENTRÉE FRÉQUENCEMÈTRE

La mesure numérique de données analogiques permet d'obtenir des résultats d'une excellente précision. Le circuit proposé dans les lignes qui suivent en fera la démonstration, puisqu'il s'agit du module de comptage qui pourra être la base d'une série d'appareils de mesures.



Toute grandeur analogique peut être acquise numériquement. L'exemple le plus simple qui vient immédiatement à l'esprit est le maintenant banal multimètre à affichage numérique qui trône sur la table de travail de tout électronicien, et qui a remplacé celui à galvanomètre. La précision obtenue avec ce type d'appareil dépasse souvent ce que l'on peut espérer atteindre avec le meilleur appareil analogique.

On peut ainsi mesurer numériquement la valeur des résistances, des condensateurs, des tensions et des courants continus et alternatifs. Mais on peut également de cette manière obtenir des résultats très précis sur la valeur d'une fréquence, du déphasage entre deux signaux, ou bien encore mesurer la durée d'une impulsion de quelques microsecondes ou la période d'un signal.

Pour ce faire, il faudra disposer d'un système étant en mesure de comptabiliser des impulsions générées par les dispositifs chargés de convertir les grandeurs analogiques en signaux numériques et les afficher.

C'est ce système qui sera le sujet du présent article.

Nous avons en outre évité l'emploi de circuits dédiés ou de microcontrôleur, ce qui alourdit la réalisation mais la met à la portée de tous.

LE COMPTEUR

Le circuit se décompose en trois principales parties: l'affichage, la base de temps et l'alimentation. Son synoptique est représenté en **figure 1**, ce qui permettra d'en mieux comprendre le principe de fonctionnement.

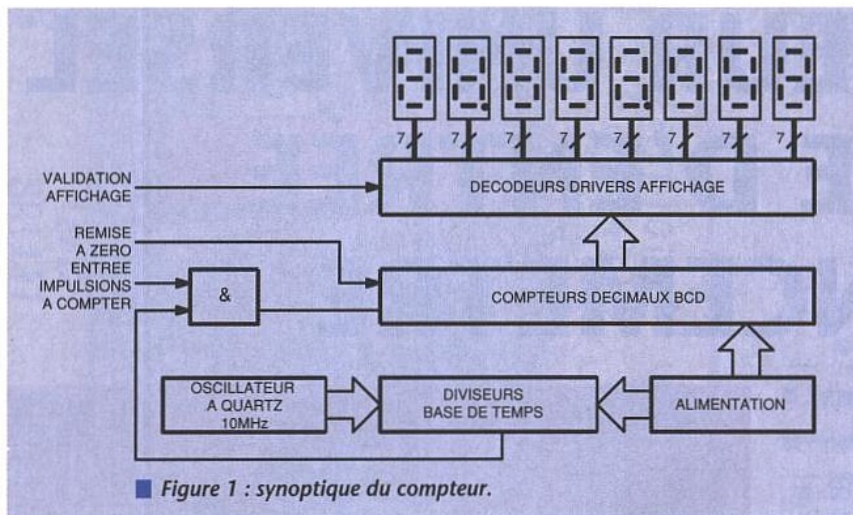
La base de temps

C'est ce circuit qui fixera la précision de toutes les mesures que l'on pourrait être amené à effectuer avec le compteur. En effet, un affichage des impulsions sans base de temps ne pourrait servir qu'à compter un nombre d'événements quelconques et relativement lents.

Par exemple, il pourrait être utilisé très simplement pour le comptage de passages de personnes ou d'objets durant deux heures, mais ne pourrait pas

comptabiliser le nombre de tours par seconde effectués par un moteur. La base de temps fournira à l'afficheur une durée précise pendant laquelle il pourra prendre en compte les impulsions qu'il sera amené à recevoir sur son entrée.

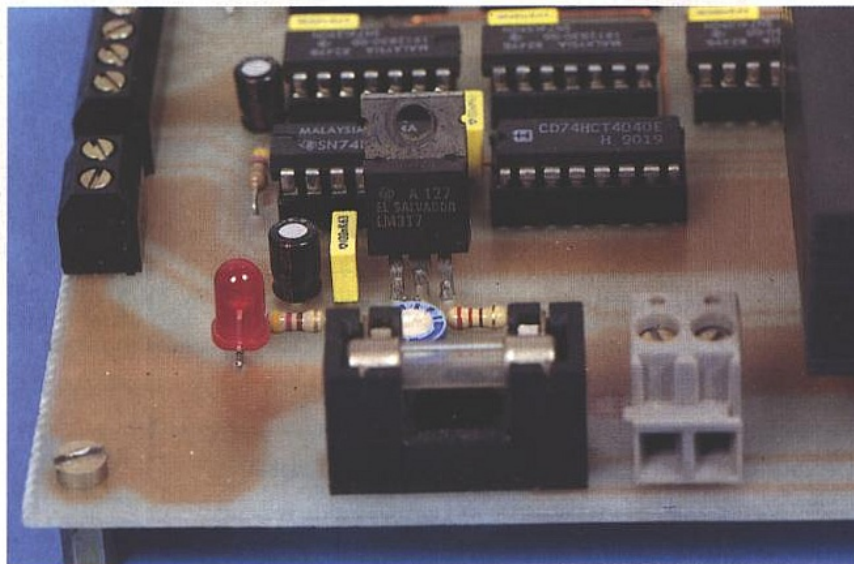
Autant dire que cette durée devra être très rigoureusement la même à chaque fois. C'est pour cela qu'une fréquence de référence très précise doit être utilisée. Cette durée de mesure a été fixée à 1 seconde (plus une autre de 1,28 seconde dont nous verrons l'utilité en temps utile). Le schéma de principe de cette partie du montage est donné en **figure 2**. Un quartz d'une fréquence de 10MHz oscille entre deux portes NAND contenues dans C14. En série avec ce quartz se trouve le condensateur ajustable C4 qui permet de régler très précisément les oscillations à 10MHz. La troisième porte de C14



tamponne la sortie. Puis vient la série de diviseurs par dix constituée par les circuits intégrés CI15 à CI21, des 74LS90. Ces circuits procèdent en interne à deux opérations: une première division par deux, puis une deuxième par cinq. C'est pour cela que la sortie

du premier diviseur (broche 12) est rebouclée sur l'entrée du deuxième (broche 1).

A la sortie de chaque circuit on obtient donc une fréquence dont la valeur est égale au 1/10ème de la fréquence d'entrée. En sortie du dernier diviseur



74LS90, la fréquence obtenue est de 1Hz et la période de 1 seconde (constituée d'un créneau positif de 0,5 seconde), ce qui n'est pas encore suffisant puisque l'on souhaite 1 seconde. C'est la raison d'être de CI22, une bascule bistable.

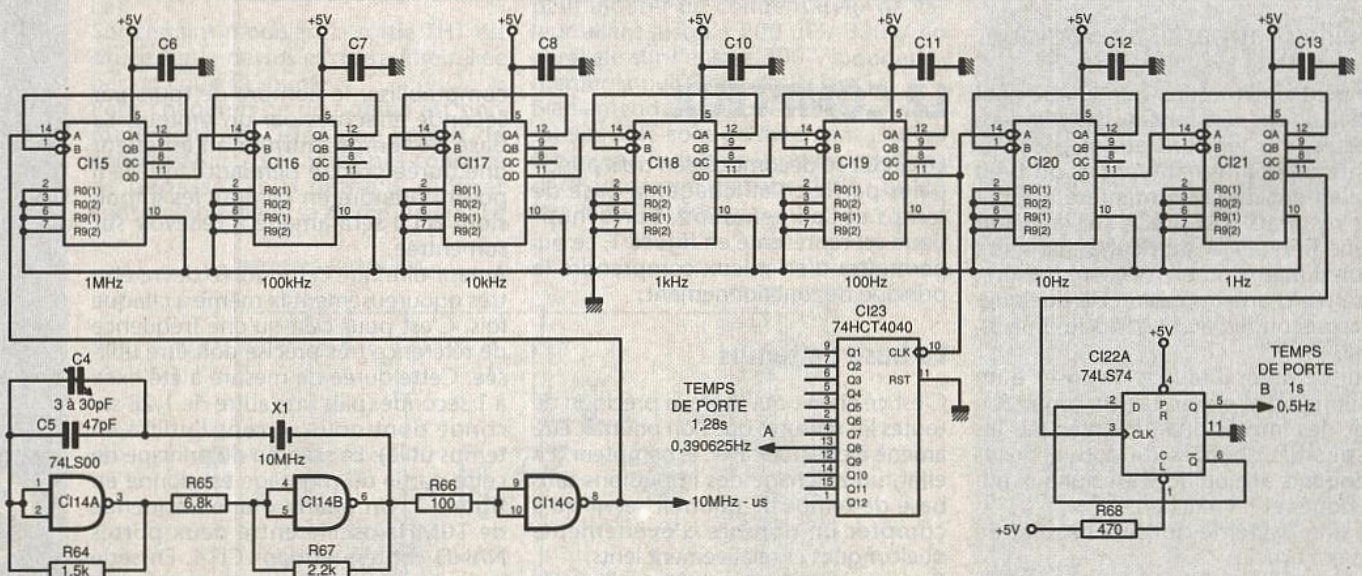
Ce circuit reçoit les créneaux sur son entrée CLOCK et bascule à chaque front montant. Sa sortie Q, qui à l'origine se trouve au niveau bas, présente après le basculement un niveau haut, mais ceci uniquement si l'entrée D est à 1. En définitive, la sortie Q suit l'état de l'entrée D à chaque front montant sur l'entrée CLOCK du circuit.

C'est pour cela que la sortie Q barre est rebouclée sur l'entrée D. Nous obtenons en sortie du circuit la moitié de la fréquence présente en entrée. Dans le cas qui nous intéresse, la fréquence de sortie sera de 0,5 Hz, et nous aurons donc un créneau positif de 1 seconde. A la sortie du diviseur CI19, nous obtenons une fréquence de 100 Hz. Le circuit CI23 la divise par 256, ce qui permet d'obtenir un créneau positif d'une durée de 1,28s (fréquence de 0,390625 Hz), qui sera utilisé ultérieurement par un circuit externe.

Ce circuit sera une carte fréquence-mètre et utilisera les créneaux de durée 1s et 1,28s. Le créneau de 1s servira à la mesure des fréquences jusqu'à 30 MHz et celui de 1,28s à la mesure jusqu'à 1 GHz.

Si nous avons choisi 1,28s c'est que les très hautes fréquences seront d'abord divisées par un prédiviseur par 64 puis par 2 ce qui fera une division totale de 128. Par ailleurs, la fréquence de 10 MHz et celle de 10 kHz sont également prélevées sur la base de temps pour une possible utilisation future. Pour conclure cette partie, nous signalerons la mise en place de condensateurs de découplage de 100nF sur chaque diviseur, ce qui évitera que d'éventuelles perturbations véhiculées par la ligne d'alimentation ne viennent troubler leur fonctionnement.

7 DIVISEURS PAR 10 74LS90



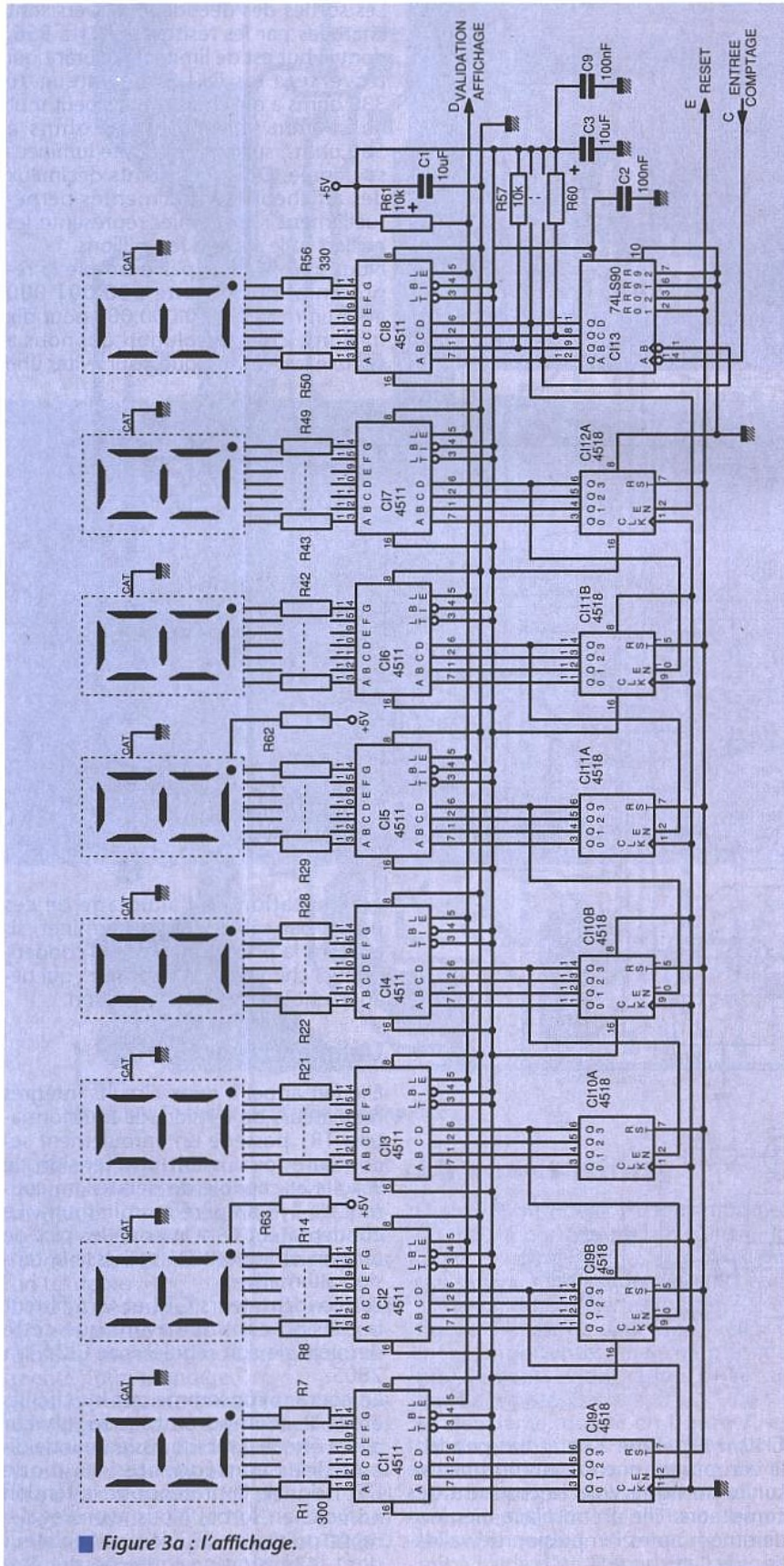
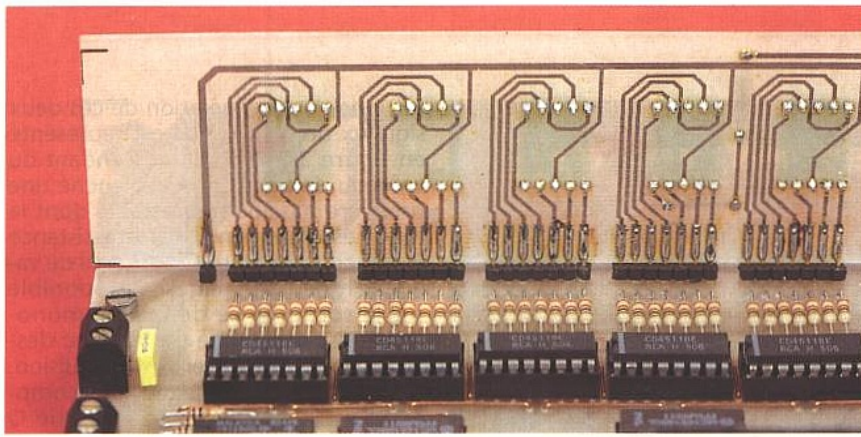


Figure 3a : l'affichage.

Le circuit d'affichage

Son schéma de principe est donné en figure 3a. Bien que d'aspect imposant au regard du nombre de circuits intégrés mis en jeu, il est d'une grande simplicité. Nous aurions pu, bien évidemment, utiliser un afficheur LCD. Nous ne l'avons pas fait pour deux raisons : d'une part parce qu'un afficheur LCD huit digits est difficile à se procurer, et d'autre part pour une raison de lisibilité. En effet, lorsque l'on procède à une manipulation sur une maquette électronique, il n'est pas toujours évident de pouvoir fixer un petit écran de 5 cm de largeur, et pour peu que l'appareil se trouve sur une étagère, et ne recevant pas assez de clarté, l'afficheur LCD devient carrément illisible. Il n'en est rien avec les chiffres à DEL.

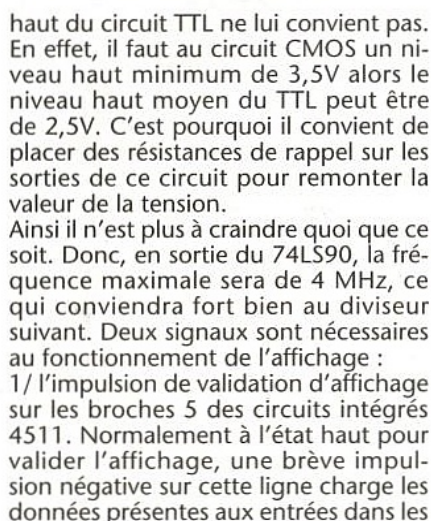
A une distance de plus d'un mètre, on peut encore lire la valeur sans aucun problème, quand à l'éclairage ambiant, moins il y en a, mieux on peut lire. Revenons à notre circuit. Il est constitué d'une suite de diviseurs par dix dont les sorties codées BCD sont lues par des décodeurs qui se chargent également de l'affichage.

Les circuits C19 à C113, diviseurs par dix, se chargent de diviser les créneaux d'entrée. Ils sont montés en cascade, et c'est pour cela qu'aux sorties de C19 ce seront les millions et les dizaines de millions qui seront décodées.

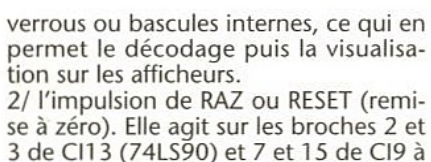
Nous avons utilisé, pour réaliser cette partie affichage, des circuits intégrés en technologie CMOS, beaucoup plus souples d'emploi que leurs congénères TTL. En effet, les décodeurs drivers C11 à C18, des 4511, permettent l'emploi de n'importe quels afficheurs : ces derniers peuvent être à anodes communes (+ commun) ou à cathodes communes (- commun), mais ils peuvent être également des afficheurs LCD ou fluorescents, à incandescence ou à décharge de gaz. Il suffit seulement d'adapter les sorties au style d'affichage souhaité. Ces CI contiennent également des bascules qui mémorisent l'état des entrées (latches), et qui évitent l'emploi de boîtiers supplémentaires (ce qui aurait été le cas par utilisation de la technologie TTL). Pourtant, les circuits CMOS présentent, dans ce genre de montage, un handicap par rapport à leurs homologues TTL : la vitesse.

En effet, et dans le meilleur des cas, on ne peut espérer une vitesse de comptage de plus de 10 MHz. C'est pour cela que nous avons dû utiliser comme premier diviseur un 74LS90, qui peut fonctionner jusqu'à plus de 30 MHz (minimum) sans aucun problème. Il a toutefois fallu prévoir des résistances de rappel au + alimentation afin de présenter aux entrées de C18 des niveaux hauts compatibles CMOS. En effet, les niveaux présentés par les circuits de ces deux technologies présentent quelques divergences.

Lorsque l'on emploie des circuits TTL et CMOS dans un même montage, donc alimentés obligatoirement en +5V, il faut prendre quelques précautions. Si un CMOS commandé par un TTL admet fort bien son niveau bas (0,4V à 0,8V), en revanche le niveau



The diagram shows two identical monostable multivibrators (MONOST.) connected in parallel. Each unit has a timing network consisting of a capacitor (C) and a resistor (R) connected to its input (A). The output (Q) of each monostable is connected to a relay coil (represented by a circle with a diagonal line) through a resistor. The relay coils are connected to ground. The output of the top monostable is labeled 'VALID. AFF.' and the output of the bottom monostable is labeled 'RAZ'. Both outputs are connected to a common bus labeled 'CRENEAU DE COMPTAGE'. The timing network of each monostable is connected to VCC through a resistor. The timing network of the top monostable is also connected to the 'CRENEAU DE COMPTAGE' bus. The timing network of the bottom monostable is connected to ground. The output of the top monostable is also connected to the 'CRENEAU DE COMPTAGE' bus. The output of the bottom monostable is also connected to the 'CRENEAU DE COMPTAGE' bus. The timing network of the top monostable is also connected to VCC through a resistor. The timing network of the bottom monostable is connected to ground. The output of the top monostable is labeled 'VALID. AFF.' and the output of the bottom monostable is labeled 'RAZ'. Both outputs are connected to a common bus labeled 'CRENEAU DE COMPTAGE'.

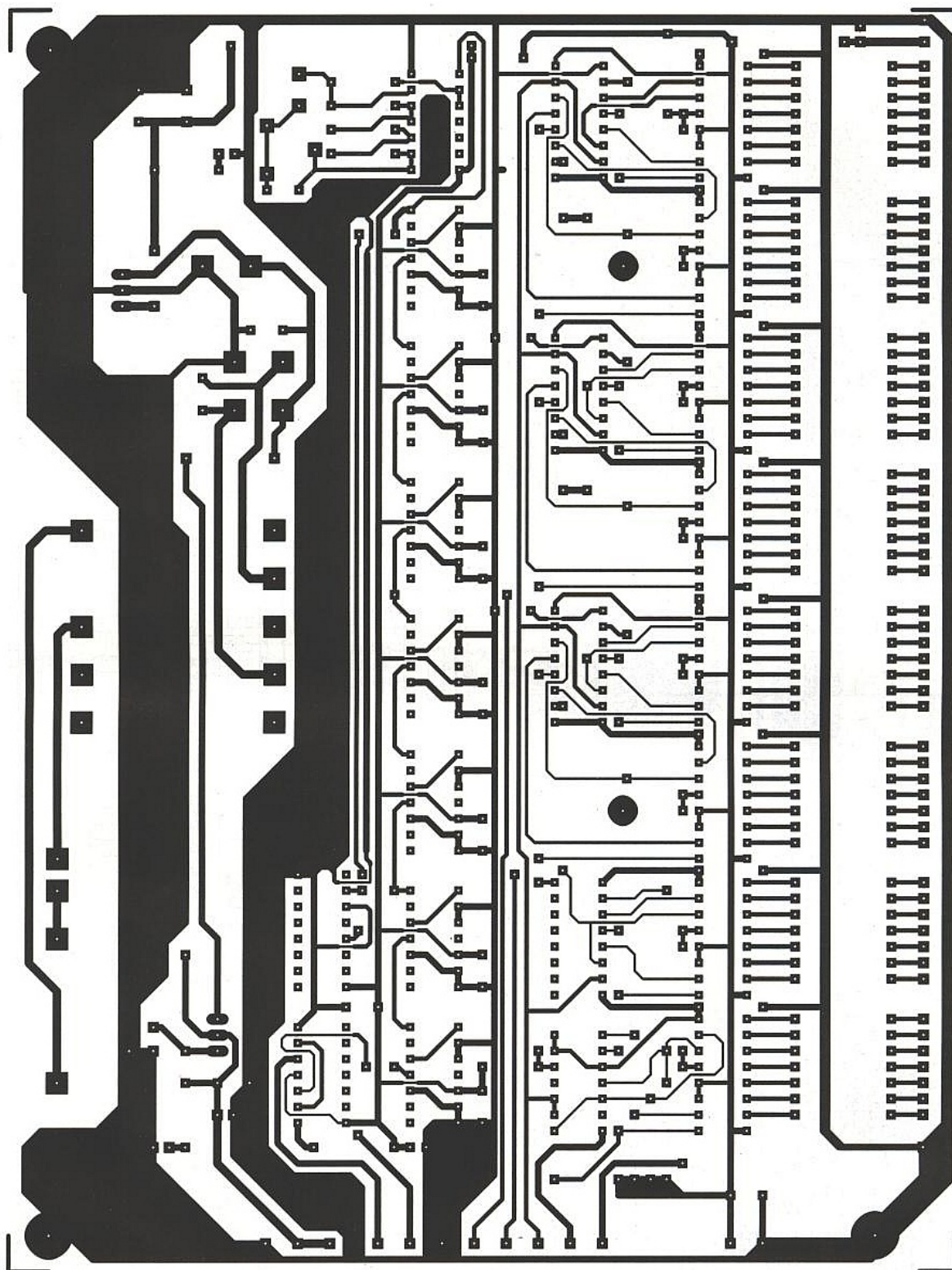


CI12. Maintenue à l'état bas pendant le comptage, une impulsion positive sur cette ligne vide le contenu des compteurs. Elle prend place bien évidemment après l'impulsion de validation de l'affichage.

Les sorties des décodeurs drivers sont chargées par les résistances R1 à R56, dont le but est de limiter le courant qui traversera les DEL. Une valeur de 330 ohms a été choisie, mais peut tout aussi bien varier de 220 ohms à 560 ohms, suivant l'intensité lumineuse désirée. Deux des points décimaux des afficheurs sont alimentés perpétuellement : le premier représente les milliers et le second les millions. Nous aurons ainsi par exemple la représentation suivante : 00.001.000 pour un millier et 10.000.000 pour dix millions. C'est la solution qui nous a semblé la plus pratique pour éviter une

L'alimentation

Le courant consommé par les circuits étant assez important, ce régulateur devra être fixé sur un dissipateur de dimensions conséquentes. La diode DEL1 signale la présence de la tension +5 volts en sortie. Nous avons également prévu un deuxième régulateur dont la tension de sortie pourra être



■ Figure 5 : circuit de la platine comptage.

ajustée entre +1,25 volt et +6 volts, et qui pourra éventuellement servir à l'alimentation de circuits externes. Ce régulateur est un LM317, capable de fournir 1,5A. Mais il ne faut pas espérer un tel débit.

Le transformateur fournit une très grande partie de son courant disponible au premier circuit intégré qui alimente notre montage.

Avec la puissance indiquée, il sera encore disponible, et dans le meilleur des cas, environ 200 milliampères. Si un plus grand courant est souhaité, il faudra alors changer TR1 pour un plus gros modèle. Le LM317 sera muni d'un dissipateur pour boîtier TO220 s'il doit fournir plus de 100 mA.

La réalisation

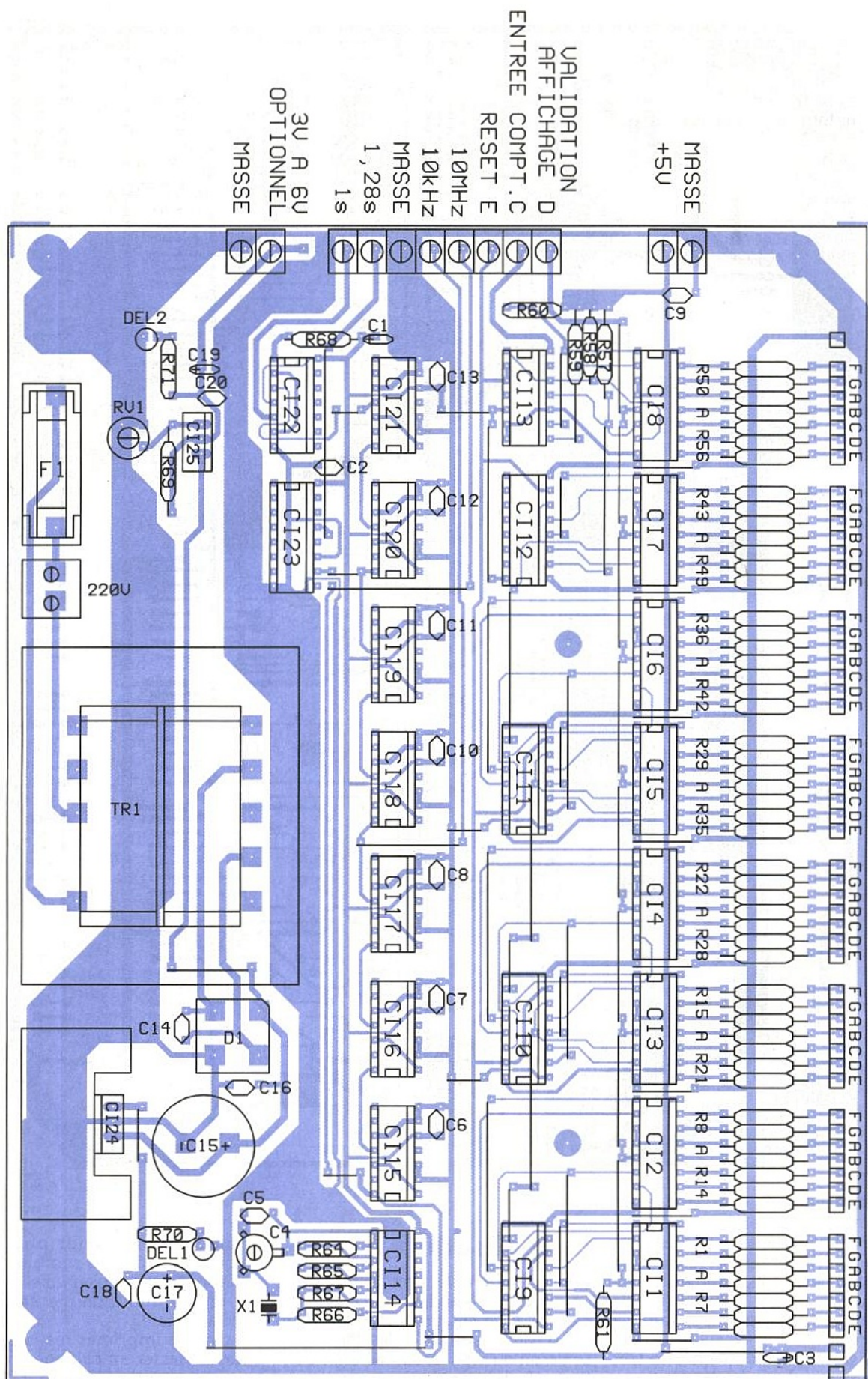
Elle comporte deux circuits imprimés: un qui supporte toute la circuiterie logique et l'alimentation, et le deuxième qui servira à la fixation des afficheurs. Le dessin du premier est représenté en **figure 5**. Il est de dimensions relativement importantes, mais ne présente pas de grosses difficultés quant au tracé des pistes.

Le deuxième, donné en **figure 7**, est de dimensions plus modestes mais de même longueur que le premier, car il y sera fixé perpendiculairement, afin de présenter de la meilleure façon les afficheurs en regard. Ils seront reproduits, soit à l'aide d'un film reprophane, soit

à l'aide de la méthode photographique, ce qui nous semble être la meilleure solution, bien qu'elle nécessite un minimum de matériel et la place adéquate.

Les circuits imprimés réalisés, vous pourrez passer au câblage en commençant celui-ci par l'implantation de tous les straps. Ils sont fort nombreux, et certains passant sous les circuits intégrés, il faudra prendre garde de n'en omettre aucun.

Vous vous référerez aux dessins des **figures 6 et 8** pour cette implantation. Le câblage se poursuivra par la mise en place de toutes les résistances, puis des condensateurs de découplage. Vous soudez ensuite les supports des cir-



■ Figure 6 : son implantation.

cuits intégrés et enfin tous les composants restants. Le transformateur trouvera sa place en dernier lieu.

A ce sujet, si vous ne trouvez pas un modèle à picots dont l'emplacement correspond aux pastilles du circuit imprimé, il faudra: soit modifier ce dernier en conséquence, soit prendre un

modèle à étriers mais qui ne pourra alors pas trouver sa place sur le circuit mais en dehors. Les deux DEL de notre maquette ont été soudées sur le circuit imprimé comme vous pouvez le voir sur la photo qui illustre le présent article. Ceci n'est pas une obligation et elles pourront trouver une bonne place

sur la face avant du boîtier dans lequel vous insérerez votre montage.

Toutes les sorties de signaux et entrées des impulsions de commande s'effectuent sur des borniers à vis, moyen le plus pratique et le plus esthétique.

Le câblage des deux circuits achevés, il faudra passer à la mise en place des pi-

cots, là où ils sont représentés, sur le dessin d'implantation du circuit principal par des petits trous identifiés par des lettres.

Ces picots se trouvent dans le commerce sous forme de barettes sécables. Ils serviront à la fixation par soudure du circuit d'affichage.

Le résultat obtenu est une fixation solide, sans que l'on ait eu recours à des équerres et des vis.

La face cuivrée sera parfaitement nettoyée, il faudra passer à la vérification des soudures, et s'assurer qu'il n'existe aucun court-circuit entre deux pistes voisines, ce qui pourrait être une cause de destruction d'un ou de plusieurs circuits intégrés.

Les essais

Avant d'insérer chaque circuit intégré sur son support respectif, il convient de vérifier que les alimentations fournissent bien la tension espérée. Si tel est le cas, vous pourrez procéder à ces insertions, en faisant bien attention à l'orientation des CI qui n'est pas la même pour tous. Puis vous mettrez le circuit sous tension. Il doit fonctionner immédiatement, les réglages étant inexistants.

Injectez à l'entrée de comptage une fréquence basse (quelques Hz) et bien sûr, sous forme de signaux carrés compatibles TTL, afin de vérifier que tous les afficheurs indiquent bien tous les chiffres de 0 à 9, et ce, dans le bon ordre.

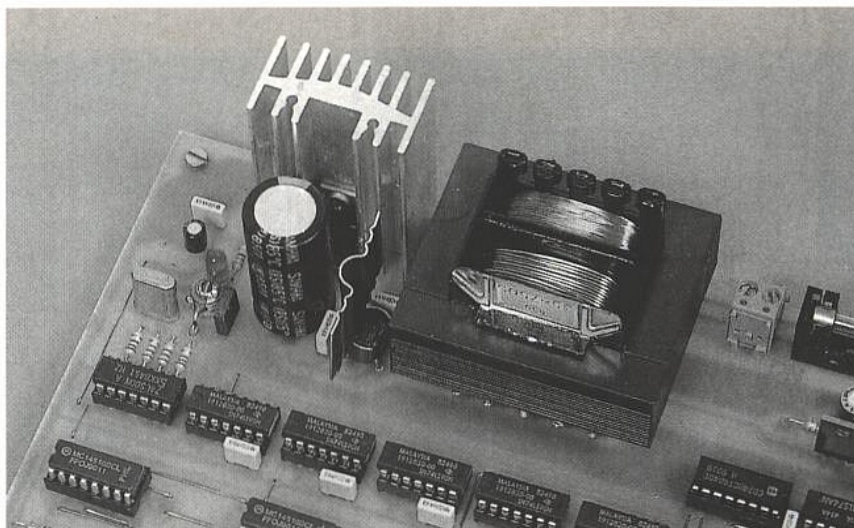
Pour ce faire, vous devrez maintenir pendant ce temps l'entrée de validation de l'affichage à la masse. La dernière vérification consistera à relier un bref instant, et ce au travers d'une résistance de 4,7 kohms à 10 kohms, la ligne de RAZ (ou RESET) au +5 volts, pour constater la remise à zéro des compteurs. Les afficheurs DEL devront alors tous représenter le chiffre 0. Si un ou plusieurs afficheurs ne fonctionnaient pas correctement, les vérifications suivantes devront être effectuées dans l'ordre :

- 1/ s'assurer que les impulsions à comptabiliser sont présentes aux entrées de chaque compteur ;
- 2/ s'assurer que le code BCD est présent en chaque sortie des mêmes circuits ;
- 3/ si les deux premières conditions sont remplies, alors il faudra incriminer les décodeurs-drivers : vérifiez qu'aucune soudure n'a été omise sur ces circuits, ou qu'aucun court-circuit n'existe entre deux broches voisines ;
- 4/ en dernier lieu, il faudra procéder au remplacement du circuit.

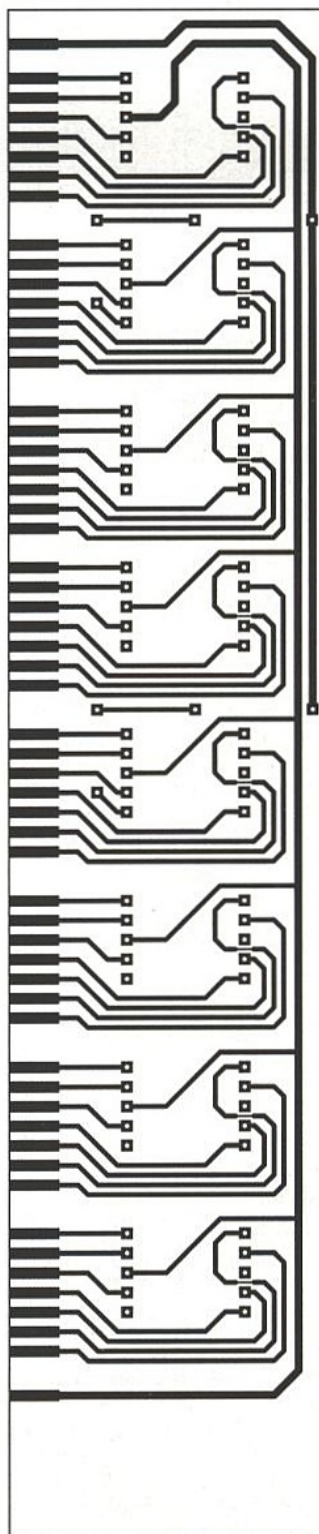
L'ÉTAGE D'ENTRÉE POUR FRÉQUENCEMÈTRE

Notre étage d'entrée permet de traiter des signaux compris entre quelques Hz à 1GHz (1000MHz). Il dispose de deux étages d'entrée : l'un pour la B.F. et la H.F., et l'autre pour les V.H.F.-U.H.F.

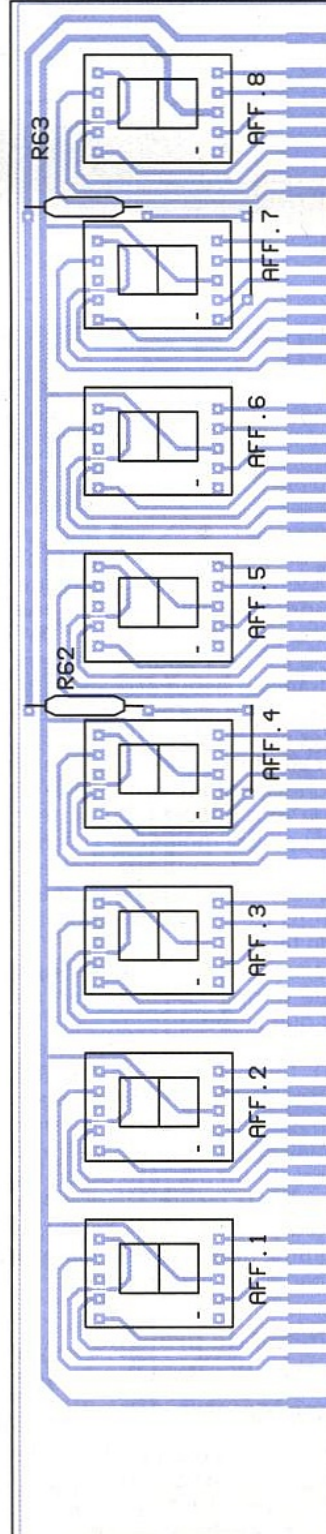
La sensibilité d'entrée de l'étage H.F est d'environ 40mV à 5kHz, et diminue avec la montée en fréquence. Ainsi à

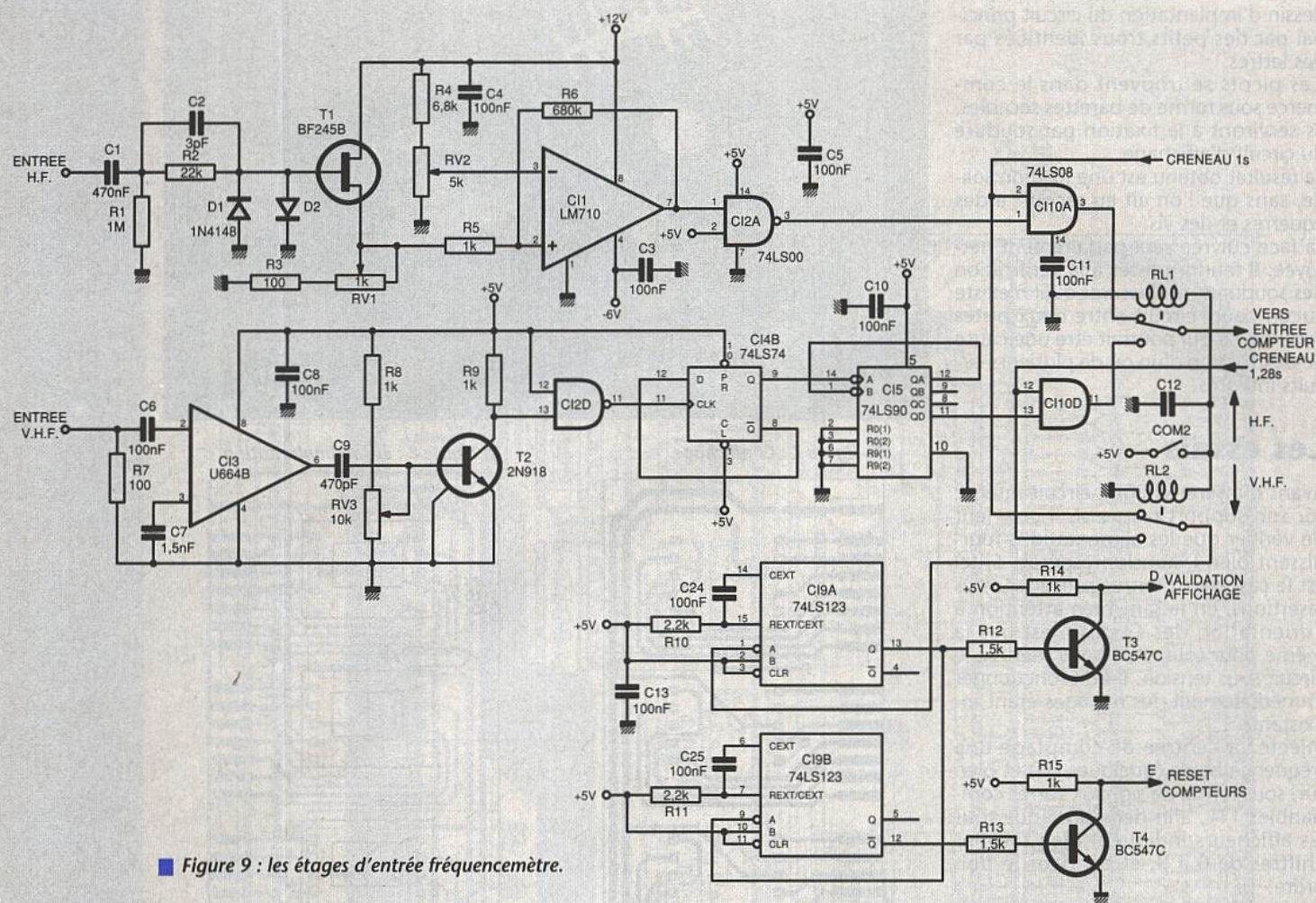


■ Figure 7 : CI affichage.



■ Figure 8 : et son implantation.





■ Figure 9 : les étages d'entrée fréquences.

1MHz, un signal de 100mV est nécessaire. L'étage V.H.F.-U.H.F., quant à lui, dispose d'une sensibilité très importante, puisque seulement 10mV lui sont nécessaires pour un déclenchement franc en début de bande.

Le principe de la mesure des fréquences est très simple. Le synoptique du circuit ainsi que le diagramme de fonctionnement est donné en figure 1. Comme vous pouvez le constater, il ne s'agit ni plus ni moins de compter un nombre d'impulsions correspondant à la fréquence mesurée pendant un temps très précis, fourni par une base de temps.

En l'occurrence, nous disposons de la base de temps, construite en même temps que le COMPTEUR UNIVERSEL, ainsi que des temps de lecture (créneaux), fournis par cette même base de temps. Nous avons également besoin de deux signaux: l'un qui servira à la validation des circuits intégrés gérant les afficheurs, et l'autre qui se chargera de la remise à zéro (RAZ) des compteurs. Ces signaux seront générés, comme nous allons le voir maintenant, par le circuit d'entrée.

Le schéma de principe du circuit d'entrée fréquences.

Il est représenté en figure 9, et se compose en trois principales parties : l'entrée H.F., l'entrée V.H.F.-U.H.F. et l'alimentation de l'ensemble.

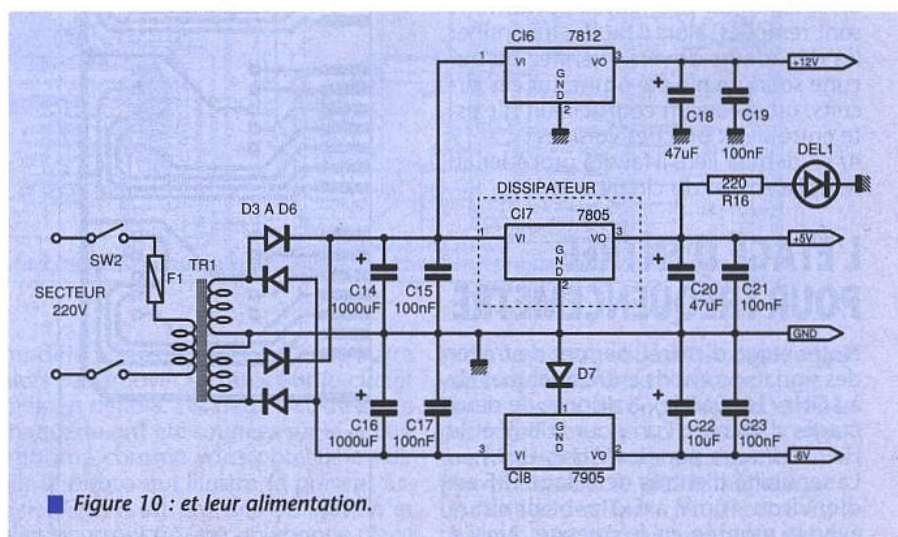
L'ENTREE H.F.

Elle est très simple puisque ne comportant qu'un transistor et un circuit intégré. Le transistor T1, un modèle à effet de champ, procure à cette partie du circuit une impédance d'entrée élevée (de l'ordre du M Ω). Les diodes D1 et D2 ont été montées tête-bêche à l'entrée du FET afin de protéger celui-ci contre d'éventuelles tensions élevées. Entre source et masse du transistor T1, et le curseur de RV1 amené vers la source, la tension continue est d'environ 2V.

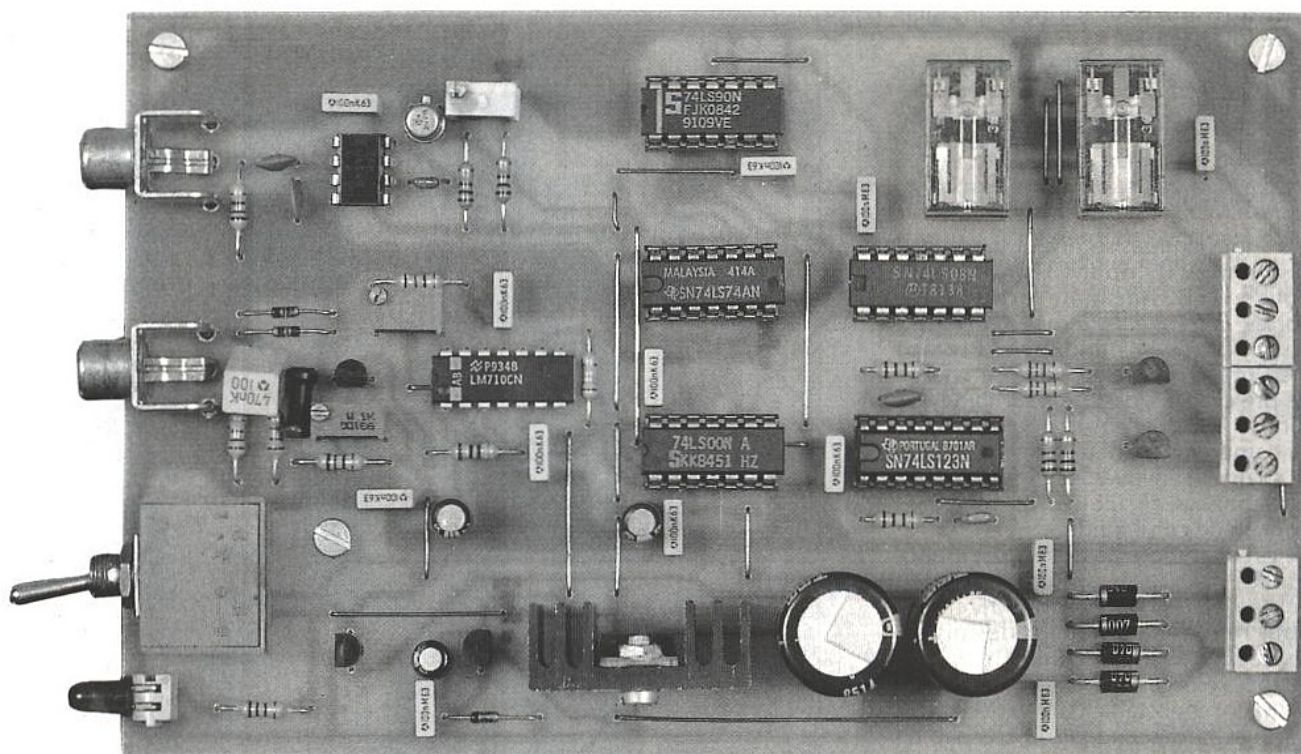
Ce réglage sera vu plus tard, qui permettra d'ajuster finement le seuil de déclenchement de C11. Ce circuit inté-

gré est un comparateur très rapide, puisque qu'il fonctionne jusqu'à plus de 30MHz et son temps de montée est de 40ns. C'est un circuit ancien que l'on peut trouver très facilement chez la plupart des revendeurs de matériel électronique. Son fonctionnement dans l'étage qui nous intéresse est des plus simples : les signaux issus du transistor T1 arrivent sur son entrée non inverseuse par l'intermédiaire de la résistance R5.

Son entrée inverseuse, quant à elle, reçoit une tension continue issue d'un pont diviseur constitué de la résistance R4 et du potentiomètre ajustable RV2. Tant que le niveau des signaux sur



■ Figure 10 : et leur alimentation.



l'entrée + de IC1 n'atteint pas le niveau programmé sur son entrée -, rien ne se passe. Si ce niveau augmente jusqu'à atteindre le seuil, il se produit un basculement et la sortie du circuit passe au niveau haut.

On comprend mieux ainsi la sensibilité que l'on peut atteindre avec un tel procédé. La sortie de IC1 présente des niveaux de tension compatibles avec la logique TTL. C'est pourquoi nous avons pu la faire suivre directement par une porte NAND (CI2A) chargée de parfaire la mise en forme des créniaux.

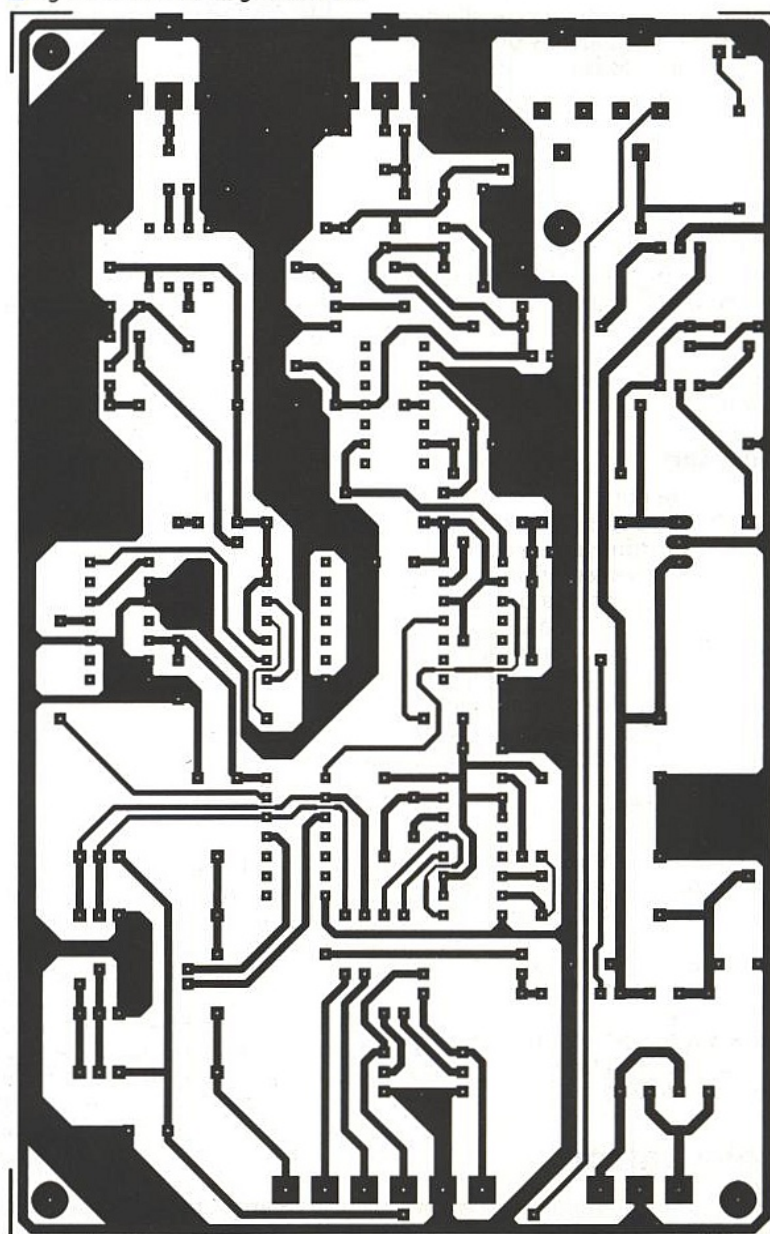
L'ENTRÉE V.H.F.-U.H.F.

Elle fait appel à un circuit intégré spécialisé, le U664B qui est un prédiviseur U.H.F., utilisé surtout dans les synthèses de fréquence en télévision. Ses principales qualités sont sa grande sensibilité, la gamme de fréquence qu'il admet (40MHz à 1000MHz), et pour ne rien gâcher, son prix relativement bas et sa disponibilité.

Sa sortie alimente via le condensateur C9, un transistor (T2) chargé de la mise à niveau des signaux. Son déclenchement est réglable à l'aide de la résistance RV3 qui amène le transistor à la limite de la conduction. Les signaux sont disponibles sur son collecteur, et seront mis en forme par la porte NAND de CI2.

Comme les signaux d'entrée de cet étage subissent une division par 64, et que le créneau de lecture en mode U.H.F. est de 1,28s, il est nécessaire de les diviser encore par 2 pour obtenir une division totale de 128. C'est ce que fait la bascule contenue dans CI4. La sortie Q barre de cette bascule est rebouclée sur l'entrée D, ce qui fait qu'à chaque front montant présent sur son entrée CLOCK, la sortie Q suit le niveau présent sur D. A ce niveau, nous obtenons des centaines de Hz. Le circuit suivant, un 74LS90, fait subir aux

■ Figure 11 : CI des étages d'entrée.



créneaux une nouvelle division, mais cette fois par 10.

Nous pourrions ainsi lire directement la fréquence en kHz sur le compteur. Les signaux provenant de la sortie de l'étage H.F. ou V.H.F. arrivent sur l'une des entrées de deux portes AND (CI10A pour la H.F. et CI10D pour la V.H.F.).

Les autres entrées reçoivent le créneau de lecture : 1s pour CI10A et 1,28s pour CI10D. Ainsi, en sortie de ces portes, la fréquence à mesurer ne sera disponible que pendant ces temps bien précis. Un relais, RL1, se charge de prélever le signal soit sur l'une des sorties, soit sur l'autre, pour l'envoyer au compteur. Un deuxième relais, RL2, se charge d'envoyer le créneau de lecture choisi au circuit CI9 qui génère les signaux de commande.

Ce circuit intégré possède deux monostables. Des relais ont été utilisés en lieu et place d'un simple inverseur pour réduire la longueur des pistes, toujours néfastes quand des fréquences élevées doivent y transiter. Le premier monostable (CI9A) déclenche sur le front descendant du créneau de lecture, et génère une impulsion positive qui, inversée par le transistor T3, servira à la validation de l'affichage, ce qui sera fait en portant la ligne concernée au niveau bas. Une fois cet affichage effectué, nous pouvons procéder à la remise à zéro des compteurs qui auront comptabilisé le nombre d'impulsions provenant des entrées du fréquencesmètre.

Ceci sera fait par le deuxième monostable (CI9B) qui lui, sera déclenché par le front descendant de l'impulsion positive de validation des afficheurs. L'impulsion négative produite est inversée par le transistor T4, et porte la ligne de RAZ au niveau haut pendant un court moment. Les relais sont alimentés par la manoeuvre de l'inverseur COM2.

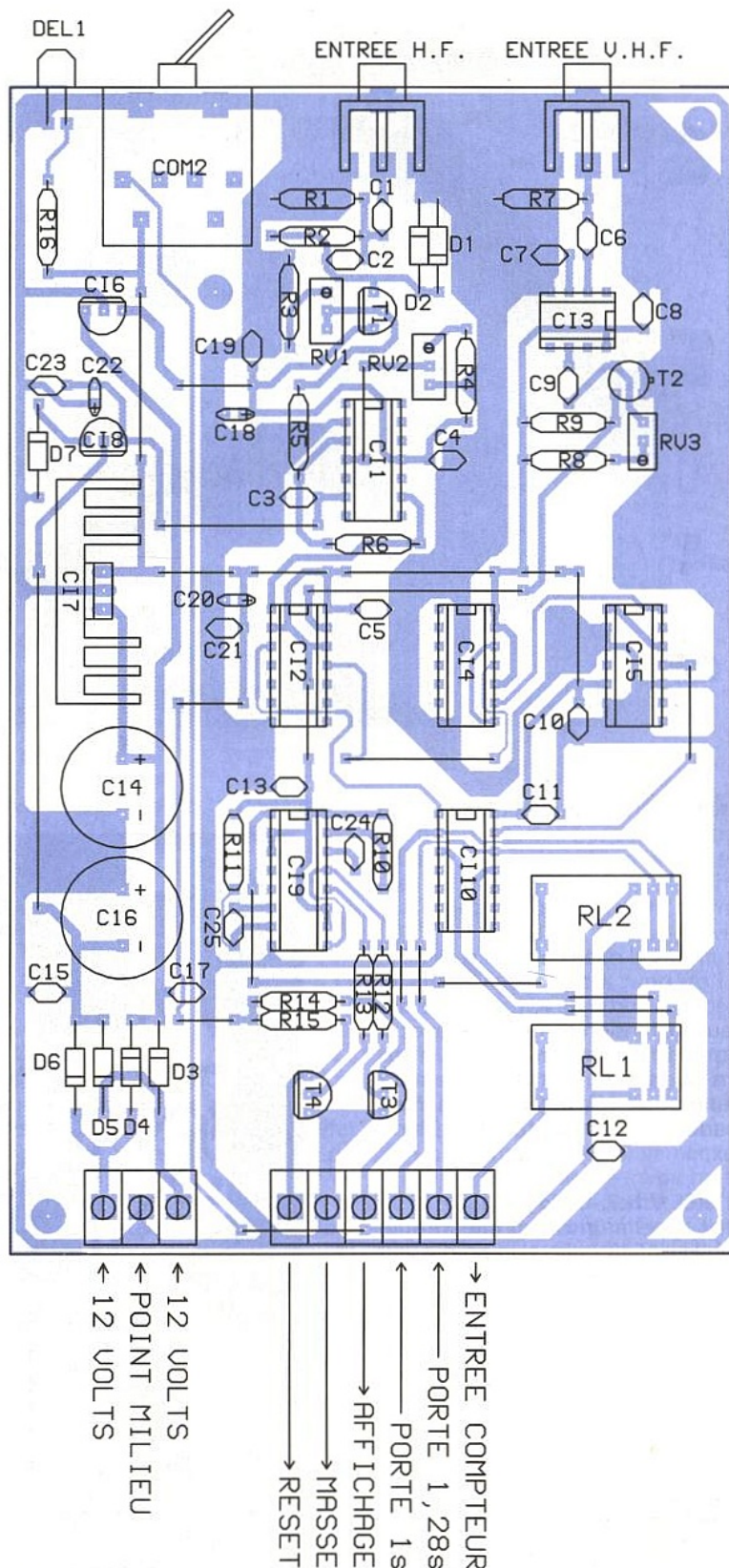
L'alimentation

Son schéma de principe est dessiné en **figure 10**. Elle est incorporée sur la platine supportant les étages d'entrées. Les tensions alternatives de 2 fois 12 volts sont redressées par le pont constitué des diodes D3 à D6, puis filtrées par les condensateurs C14 à C17. Trois tensions étant nécessaires, nous avons fait appel à trois régulateurs intégrés : C16 pour produire le +12 volts, C17 pour le +5 volts, et C18 pour le -6 volts.

Un petit commentaire doit être fait en ce qui concerne l'utilisation de C18. En effet, sa patte de masse n'est pas directement connectée à cette dernière, mais par l'intermédiaire d'une diode. Cette petite astuce permet alors d'obtenir une tension d'environ -6 volts (-5,6 volts) en utilisant un régulateur -5 volts. Le +12 volts et le -6 volts sont nécessaires au fonctionnement du LM710. La diode DEL1 indique la mise sous tension du circuit.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 11** et celui de l'implantation



■ Figure 12 : et leur implantation.

est en **figure 12**. Le circuit imprimé réalisé, le câblage débutera par l'implantation de tous les straps, en n'omettant surtout pas ceux qui se trouvent sous CI1 et CI2. Les résistances seront ensuite placées, suivies des condensateurs. Puis tous les composants restants seront soudés y compris les régulateurs, hormis les circuits intégrés. C17 (+5 volts), sera obligatoirement fixé sur un petit dissipateur. Il est possible d'utiliser des supports pour les circuits logiques. Mais il ne faudra absolument pas en utiliser pour CI1 et CI3. En effet, le fonctionnement des

étages d'entrées pourraient en être compromis étant donné les hautes fréquences qui doivent pouvoir être mesurées.

Tous les signaux entrant et sortant du circuit le seront à l'aide de borniers à vis, et ce à l'arrière du circuit imprimé. Les signaux à mesurer seront injectés à l'aide de connecteurs RCA directement soudés sur la platine. Si vous ne trouvez pas à vous procurer le même modèle d'inverseur (COM2), vous devrez soit modifier le circuit imprimé, soit relier l'inverseur aux connexions prévues à l'aide de deux fils souples.

NOMENCLATURE :

Étage d'entrée

Resistances :

R1 : 1 M Ω
 R2 : 22 k Ω
 R3, R7 : 100 Ω
 R4 : 6,8 k Ω
 R5 : 1 k Ω
 R6 : 680 k Ω
 R8, R9, R14, R15 : 1 k Ω
 R10, R11 : 2,2 k Ω
 R12, R13 : 1,5 k Ω
 R16 : 220 Ω

Resistances ajustables :

RV1 : 1 k Ω
 RV2 : 5 k Ω
 RV3 : 10 k Ω

Condensateurs :

C1 : 470 nF
 C2 : 3 pF
 C3, C4, C5, C8, C10, C11, C12, C13, C15,
 C17, C19, C21, C23, C24, C25 : 100 nF
 C6, C7 : 1,5 nF
 C9 : 470 pF
 C14, C16 : 1000 μ F 35V ou plus
 C18, C20 : 47 μ F 16V
 C22 : 10 μ F 16V

Semi-conducteurs :

T1 : BF245B
 T2 : 2N918
 T3, T4 : BC547C
 D1, D2, D7 : 1N4148
 D3, D4, D5, D6 : 1N4001 à 1N4007
 DEL1 : diode électroluminescente rouge

Circuits intégrés :

CI1 : LM710
 CI2 : 74LS00
 CI3 : U664B (SIEMENS)
 CI4 : 74LS74
 CI5 : 74LS90
 CI6 : régulateur intégré 7812
 CI7 : régulateur intégré 7805
 CI8 : régulateur intégré 7905
 CI9 : 74LS123
 CI10 : 74LS08

Divers :

TR1 : transformateur 2 fois 12 volts, 6VA
 4 supports de circuit intégré 14 broches
 1 support de circuit intégré 16 broches
 3 borniers à vis à 3 entrées
 2 connecteurs RCA pour circuit imprimé
 1 interrupteur inverseur pour circuit imprimé
 2 relais NATIONAL HB2 bobine 5V ou 6V
 1 support de DEL
 1 dissipateur pour boîtier TO220

Compteur

Resistances :

R1 à R56, R62, R63, R70 : 330 Ω
 R57, R58, R59, R60, R61 : 10 k Ω
 R64 : 1,5 k Ω
 R65 : 6,8 k Ω
 R66 : 100 Ω
 R67 : 2,2 k Ω
 R68, R69 : 470 Ω
 R71 : 470 Ω

Resistances ajustables :

RV1 : 4,7 k Ω

Condensateurs :

C1, C3, C17, C19 : 10 μ F 25V
 C15 : 4700 μ F 25 volts
 C2, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13,
 C14, C16, C18, C20 : 100nF
 C4 : condensateur ajustable 3 pF à 30 pF
 C5 : 47 pF

Semi-conducteurs :

D1 : pont redresseur 2 ampères 50 volts
 DEL1, DEL2 : diodes électroluminescentes rouges
 8 afficheurs à cathodes communes type TDSR5160

Circuits intégrés :

CI1 à CI8 : CMOS 4511
 CI9 à CI12 : CMOS 4518
 CI13, CI15, CI16, CI17, CI18, CI19, CI20,
 CI21 : 74LS90
 CI4 : 74LS00
 CI22 : 74LS74
 CI23 : 74HCT4040
 CI24 : régulateur 7805
 CI25 : régulateur ajustable LM317

Divers :

1 quartz 10 MHz
 TR1 : transformateur 220V/9V 1,5A
 F1 : porte fusible pour circuit imprimé avec fusible rapide 500 mA
 10 supports de circuits intégrés
 14 broches
 13 supports de circuits intégrés
 16 broches
 COM1 : interrupteur bipolaire
 12 borniers à vis barrettes sécables
 1 boîtier

Les essais et les réglages

Il faudra d'abord connecter l'étage d'entrée du fréquencemètre au compteur universel, et vérifier le bon fonctionnement des relais RL1 et RL2 lorsque le commutateur COM2 est actionné. A l'aide d'un oscilloscope ou d'une sonde logique réglée sur impulsions, vérifiez la présence des signaux de validation d'affichage et de remise à zéro, à chaque flanc descendant du créneau de lecture. Si tel est le cas, vous pouvez passer à l'étape suivante qui consiste à régler les étages d'entrées.

Entrée H.F.

A l'aide d'un multimètre, et en réglant l'ajustable RV1, amenez la tension entre la source de T1 et la masse à 1,5 volts. Puis injectez un signal sinusoïdal d'environ 5kHz et de 50mV d'amplitude sur l'entrée. Si vous disposez d'un oscilloscope, branchez la sonde sur la broche 7 de IC1.

En manoeuvrant le potentiomètre ajustable RV2 dans un sens ou dans l'autre, des créneaux de 5 volts d'amplitude doivent apparaître sur l'écran. Ces réglages seront effectués lentement, car le seuil de déclenchement du comparateur est très vite dépassé. Un ajustage légèrement plus fin peut être effectué à l'aide de la résistance ajustable RV1.

Ce stade une fois atteint, vérifiez la forme des signaux en sortie de la porte NAND CI2A. La sensibilité de l'entrée H.F. est d'environ 40mV à 5kHz. Elle diminue notablement avec l'élévation de la fréquence à mesurer. Si vous ne disposez pas d'un oscilloscope, les réglages devront s'effectuer en s'aidant de la lecture des afficheurs. Cela sera bien sûr beaucoup plus long et plus approximatif.

Entrée V.H.F.

A l'aide d'un petit émetteur dont la fréquence devra avoisiner les 30MHz (talkie-walkie ou émetteur de télécommande) et dont l'antenne sera approchée très près de l'entrée voire par une boucle, et en manoeuvrant le potentiomètre RV3, vérifiez sur les afficheurs l'affichage de la bonne fréquence.

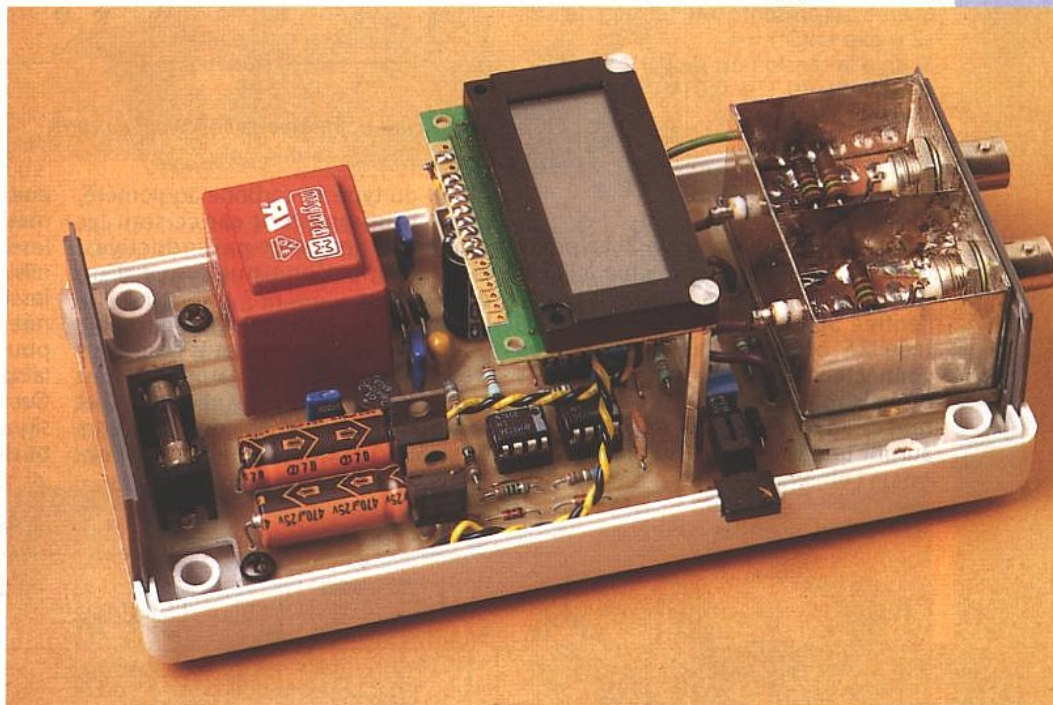
Le bon réglage sera obtenu lorsque la fréquence affichée sera stable, et bien sûr identique à celle connue de l'émetteur. La sensibilité de cette entrée est inférieure à 10mV au début de la gamme. Elle décroît un peu avec la montée en fréquence des signaux mesurés. Son impédance d'entrée est de 50 Ω .

Les deux gammes de fréquence mesurables à l'aide de cet étage d'entrée pour fréquencemètre se recoupent suffisamment pour parvenir à couvrir sans trou une bande s'étalant de quelques Hz à 1GHz (gigahertz). Il sera à même de rendre les meilleurs services pour peu que sa construction ait été menée avec un minimum de soin et en suivant nos conseils.

UN MILLIWATTMÈTRE

H.F. 1mW à 10W (0 à + 40 dBm)

Malgré une relative
simplicité apparente,
cet appareil connecté
en sortie d'un
générateur ou d'un
émetteur H.F.
indiquera avec
précision la puissance
de sortie de l'appareil



connecté. La lecture s'effectuera directement sur un affichage à cristaux liquides et donnera la puissance en milliwatts. Nous avons dit simplicité apparente car si le prélèvement des signaux H.F., V.H.F., et U.H.F. ne posent pas de gros problèmes, il faut malgré tout rester adapté, il en va autrement des circuits électroniques chargés de traiter ces signaux. En effet, les tensions H.F. redressées et filtrées donnent une tension continue qu'il convient d'élever au carré afin d'obtenir la valeur de la puissance du signal injecté à l'entrée de l'appareil.

Il existe bien évidemment des circuits intégrés dédiés à ce type d'opérations mathématiques tels les circuits spécialisés de chez ANALOG DEVICES (AD538AD, AD532, AD533JD, AD534) qui permettent la majorité des opérations algébriques : élévation au carré, calculs exponentiels, calculs logarithmiques, division et extraction de racine. Cela aurait considérablement simplifié la conception de la platine puisque seulement quelques composants externes auraient alors été nécessaires.

Seulement, ces circuits sont exceptionnellement chers, et c'est ce qui nous a fait choisir une autre solution. Le principe retenu est celui dont le schéma global est représenté en figure 1. Il utilise une propriété que présente le transistor et qui est la relation logarith-

mique entre le courant du collecteur et la tension base-émetteur.

Cette relation est cantonnée à une plage relativement limitée du transistor en fonctionnement. La caractéristique courant-tension, et ce, en petits signaux, est définie par la formule :

$$i_c = -\alpha \cdot i_e$$

$$\text{et } i_e = I_{sat} \cdot \exp(-e \cdot V_{be}/kT)$$

où I_{sat} = courant de saturation inverse

k = constante de Boltzman

q = charge de l'électron

T = température absolue

A 25°C, on obtiendra la relation simplifiée :

$$i_c = -I_{sat} \cdot \exp(-40V_{be})$$

Le schéma de la figure 1 montre distinctement les deux modules utilisés afin d'élever au carré la tension d'entrée $e > 0$. Le premier de ces modules est un module logarithmique qui utili-

se un transistor bipolaire dans son circuit de contre-réaction. La tension d'entrée sera toujours supérieure à 0. Nous obtiendrons donc, pour une variation linéaire de la tension d'entrée, une variation logarithmique de la tension de sortie.

La résistance R ajuste le courant d'entrée. La tension e étant égale à Ri et i étant égal à $I_s \exp(-40s1)$, nous obtenons :

$$e/R = I_s \exp(-40s1) \text{ ou}$$

$$e/R I_s = \exp(-40s1)$$

En prenant le logarithme népérien de chaque terme :

$$-40s1 = \ln e/R I_s$$

$$\Rightarrow s1 = -1/40 \ln e/R I_s$$

Le module logarithmique présentant un gain de 2 (ajustable par la résistance $RV1$), alors la tension de sortie $s1$ sera égale à $2 \ln(u)$, soit $\ln(u^2)$. Le mo-

dule exponentiel, quant à lui, présente dans son entrée un transistor bipolaire et l'on peut donc écrire :

$$e = -V_{be}$$

$$s2 = R_L \exp(-40 \cdot e)$$

Donc si la tension est de 1V à l'entrée de l'amplificateur logarithmique et que ce dernier présente un gain de 2, on aura sur la sortie s2 :

$$s2 = \exp \ln(1^2) = 1$$

Si en e est présente une tension de 2V :

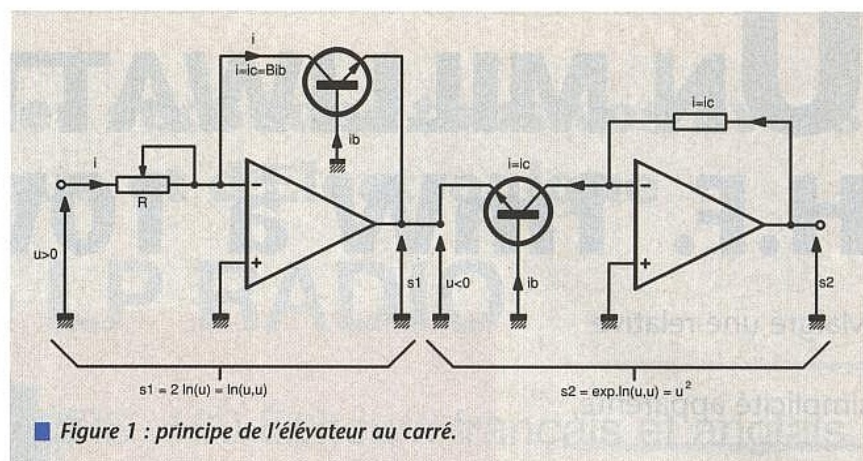
$$s2 = \exp \ln(2^2) = 4$$

Si en e la tension est de 0,1V :

$$s2 = \exp \ln(0,1^2) = 0,01V$$

Le schéma de principe

IL est représenté en figure 2. Le prélèvement des signaux s'effectue à l'aide de deux connecteurs BNC : l'un pour l'entrée 50 ohms et l'autre pour l'entrée 75 ohms. A la sortie de ces connecteurs sont situées les capacités de liaison (C1 et C4), puis les résistances adaptatrices d'impédance qui auront une valeur de 150 ohms et qui



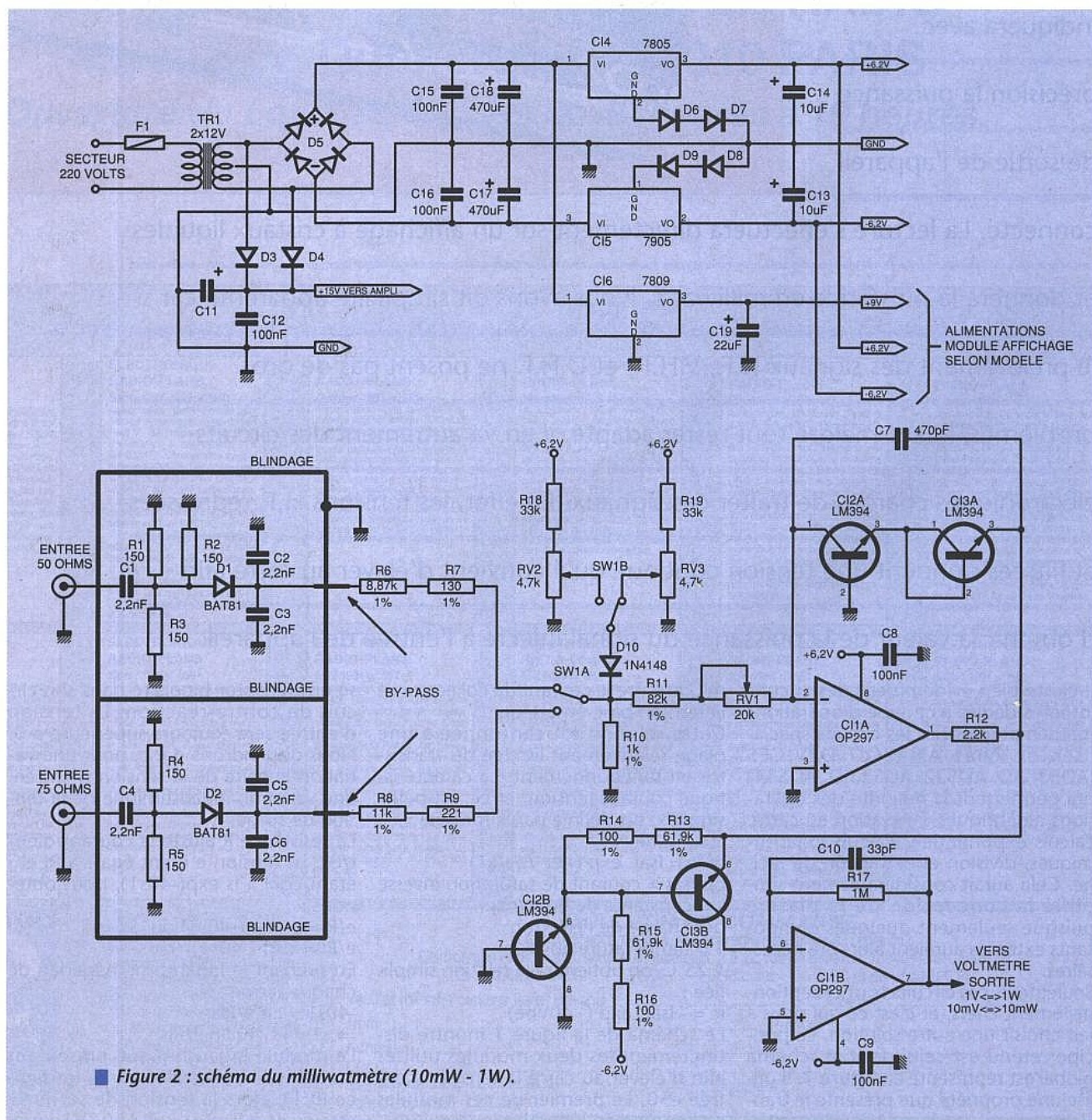
■ Figure 1 : principe de l'élevateur au carré.

seront du type au carbone aggloméré, détail très important car ce sont les seules qui ne soient pas inductives. Elles seront d'une puissance d'un demi-watt.

Il faudra en placer trois en parallèle pour l'entrée 50 ohms et 2 pour l'entrée 75 ohms. Les signaux H.F. sont ensuite redressés par les diodes D1 et D2, puis filtrés par les condensateurs C2, C3, C5 et C6. La totalité de ce cir-

cuit sera placée dans un petit coffret métallique qui assurera le blindage, et les tensions continues seront disponibles sur deux by-pass. A ce niveau, les tensions continues sont acheminées vers deux diviseurs : 1/10ème pour la sortie 50 ohms et 1/12,20 pour la sortie 75 ohms.

On mesure en effet la valeur crête du signal U_c (à la chute de tension directe de la diode près) et l'on sait que :



■ Figure 2 : schéma du milliwattmètre (10mW - 1W).

$U_{rms} = U_c / 1,414$ ce qui donne sur 50 ohms :

$$P = (U_{rms})^2 / 50 = (U_c / 1,414)^2 / 50$$

$$P = (U_c)^2 / 100 = (U_c / 10)^2$$

et sur 75 ohms :

$$P = (U_{rms})^2 / 75 = (U_c / 1,414)^2 / 75$$

$$P = (U_c)^2 / 150 = (U_c / 12,20)^2$$

Ces tensions sont ensuite élevées au carré afin d'obtenir directement la lecture en watts sur un voltmètre qui pourra être un modèle 1000 points. On obtiendra 1000 mV pour 1 watt et 10 mV pour 10 milliwatts.

Cette dernière valeur sera la valeur limite inférieure au-dessous de laquelle on ne pourra pas descendre. Cela est dû à la tension de seuil de la diode de détection. Les résistances constituant ces atténuateurs devront être de précision puisque c'est d'elles que dépendra en partie la précision de l'appareil. Les sorties de ces diviseurs parviennent à l'inverseur SW1 qui permettra de sélectionner l'entrée souhaitée. Le commun de cet inverseur est connecté à la résistance d'entrée de l'amplificateur logarithmique, lequel donnera en sortie, comme nous l'avons vu plus haut, le logarithme népérien du carré de la tension d'entrée $(\ln(u)^2)$.

Le gain de cet étage sera réglé par la résistance RV1 qui fixe le courant d'entrée, et ce sera d'ailleurs le seul réglage à effectuer. L'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel CI1A est reliée à la masse.

Un réseau résistif destiné à apporter une certaine compensation de la chute de tension introduite par les diodes D1 et D2 a été prévu.

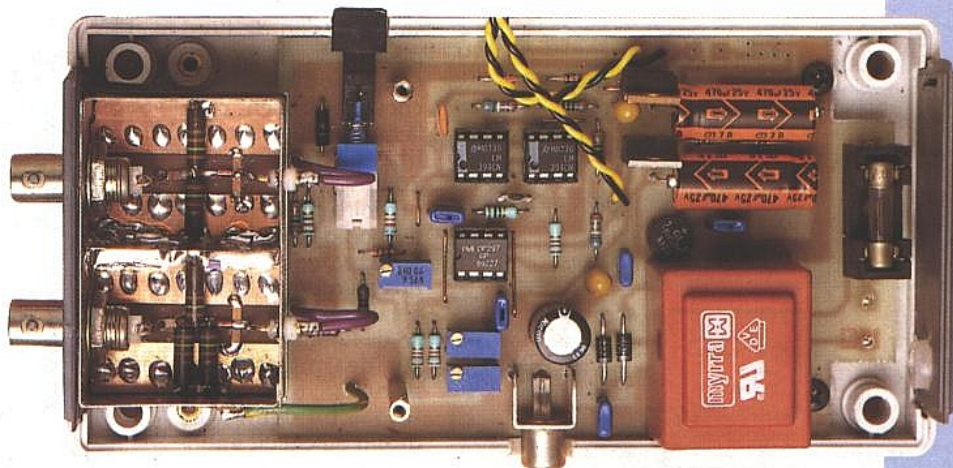
Ce sont les résistances R18 et R19 et les ajustables RV2 et RV3 qui fixeront les tensions de compensation que la diode D10 se chargera d'amener à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Cette tension sera d'une valeur de 50mV pour l'entrée 50 ohms ($500mV/10$) et d'une valeur de 40mV pour l'entrée 75 ohms ($500/12,20$). Les transistors utilisés dans le réseau de contre-réaction de l'AOP proviennent chacun d'un boîtier intégrant deux paires de transistors parfaitement appariés.

Le transistor restant de chaque circuit est utilisé dans le second étage qui est l'amplificateur exponentiel. Comme nous l'avons vu dans la formule définissant la caractéristique courant-tension du transistor, le facteur température T joue un rôle prépondérant. Il faut donc y apporter une certaine compensation. C'est le rôle joué :

- dans le circuit de contre-réaction de CI1A, par le transistor de CI3 mis en série avec celui de CI2,
- dans l'entrée de CI1B, par le transistor de CI2 mis dans la base du transistor de CI3. La sortie de CI1B alimente (convertisseur courant-tension) le module d'affichage qui pourra être un modèle 1000 ou 2000 points.

L'amplificateur de mesure

Si la puissance appliquée à l'entrée du milliwattmètre est insuffisante (inférieure à + 10 dBm), la mesure sera impossible à effectuer. Il a donc fallu pré-



voir un module amplificateur qui permettra l'augmentation du niveau du signal avant de l'appliquer à l'appareil pour obtenir des mesures à partir de 0 dBm. Le schéma de cet amplificateur (10dB) est donné en figure 3.

A cette fin a été utilisé un amplificateur intégré de type MAV11, qui permet d'obtenir un module compact et de bonnes caractéristiques. Le MAV11 fonctionne parfaitement jusqu'à plus de 1GHz, et est alimenté par une tension maximale de 5,6V sous un courant de 60mA. L'amplification maximale du circuit est de 11,5dB à 1000MHz.

Mis à part le régulateur de tension, il ne nécessitera, pour sa mise en oeuvre, que quatre composants externes : 2 condensateurs de couplage, 1 self de choc et une résistance de polarisation qui permettra, par son réglage, d'ajuster le gain en puissance du module amplificateur à 10dB.

Les modules atténuateurs de puissance (figure 4).

Comme nous venons de voir qu'il peut être nécessaire d'augmenter la puissance avant de pratiquer la mesure, il peut également s'avérer nécessaire de diminuer cette puissance si elle dépasse 1W. Pour cela, des modules atténuateurs sont obligatoires.

L'un et l'autre feront subir au signal une atténuation de 10dB, mais sous une impédance différente (50 ohms et 75 ohms). Le calcul de ces atténuateurs est simple: la puissance appliquée à l'entrée sera de 10W, la diminution de tension devra alors être égale à racine de 10, soit 3,16. Nous aurons donc bien une atténuation de $20 \times \log 3,16 = 10dB$. Les résistances utilisées pour ces atténuateurs seront obligatoirement des modèles au carbone aggloméré qui ne sont pas inductifs. Les valeurs de ces dernières obtenues après calculs, ne sont pas des valeurs appartenant à une série standard. Elles seront donc obtenues par mise en parallèle de plusieurs résistances. Les réseaux résistifs seront des cellules en T. Les valeurs des résistances seront les suivantes :

- atténuateur 10dB en 50 ohms :
R1 = R3 = 26 ohms
R2 = 35 ohms
- atténuateur 20dB en 50 ohms :

R1 = R3 = 41 ohms

R2 = 10 ohms

- atténuateur 10dB en 75 ohms :

R5, R6 = 39 ohms

R4 = 51 ohms

LA REALISATION

Le dessin du circuit imprimé de l'étage d'entrée est donné en figure 5 et celui du module milliwattmètre l'est en fi-

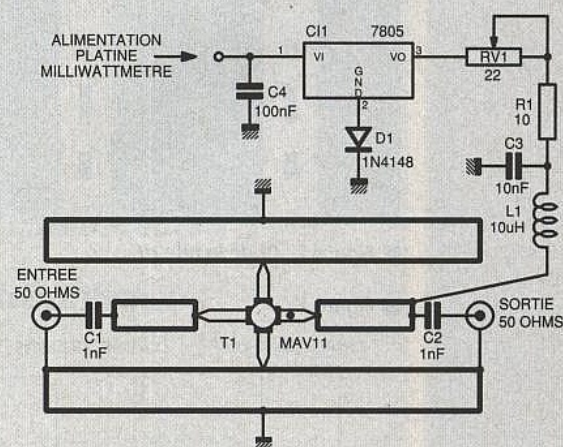
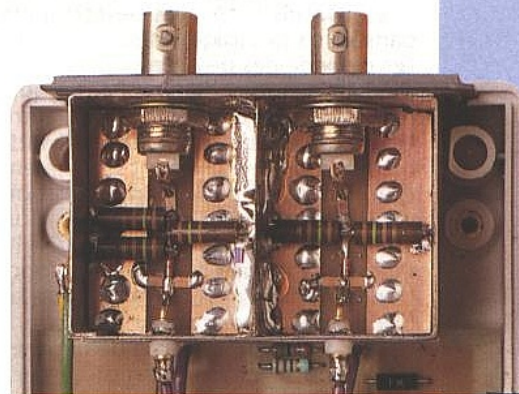
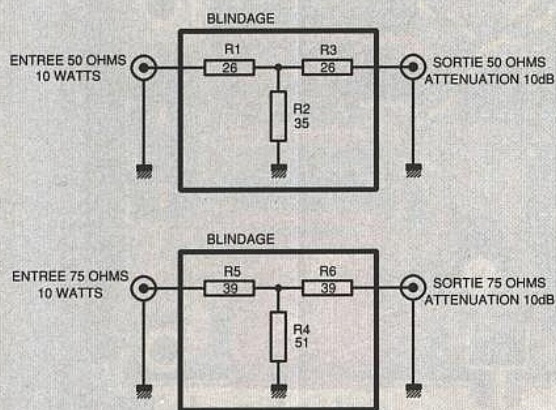


Figure 3 : l'ampli 10 dB (puissance) 1 GHz sous 50Ω (compression à + 15 dBm).

gure 6. On se servira des dessins d'implantation donnés en figure 7 pour exécuter le câblage.

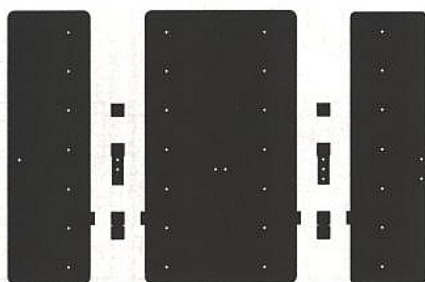
La platine imprimée de l'étage d'entrée est en époxy double face dont seule la face supérieure sera insolée. La face inférieure sera gardée entièrement cuivrée afin d'assurer un plan de masse



■ Figure 4 : les atténuateurs.

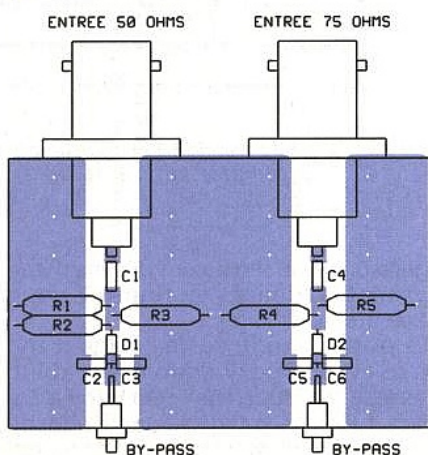
convenable. Il ne faudra donc le percer qu'aux endroits où un fil soudé des deux côtés traversera la platine. Une fois câblée, cette partie sera insérée dans un boîtier métallique qui assurera son blindage. Les sorties se feront sur des by-pass (traversées) en téflon. Les condensateurs de découplage et de filtrage des entrées seront des modèles CMS (1206) bien plus performants dans les hautes fréquences.

Les deux diodes de détection sont des modèles schottky de type BAT81 qu'il ne faudra pas remplacer par un autre type. La platine du module milliwattmètre supporte également son alimentation. Il a été prévu l'implantation possible d'un régulateur de tension +9V (CI6) pour l'alimentation du voltmètre si ce dernier l'exige. Si son fonctionnement nécessite une alimentation symétrique (comme celui dont nous nous sommes servi) deux prises ont été prévues et sont représentées



■ Figure 5 : CI de la tête HF.

■ Figure 7



sur le dessin de l'implantation.

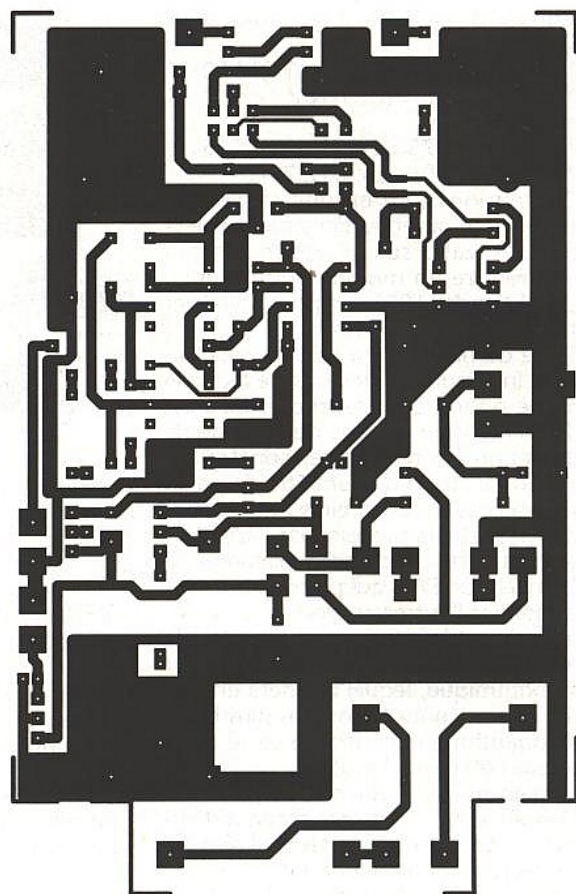
Ces modules afficheurs possèdent pour la plupart une sensibilité de 100mV ou 200mV. Il faudra donc prévoir un diviseur de tension par 10 qui sera directement câblé au dos du module. Les résistances utilisées pour ce diviseur seront bien sûr des modèles de bonnes tolérances (0,5% ou 0,1%). Le dessin du circuit imprimé de l'amplificateur de mesures est donné en figure 8 et le dessin de l'implantation en figure 9. Comme pour l'étage d'entrée, le circuit imprimé sera en double face et les composants seront soudés sur le dessus de la platine, le dessous servant de plan de masse et restant cuivré. Les seuls perçage à effectuer seront pour les traversées qui seront soudées de part et d'autre.

Les réglages et les essais

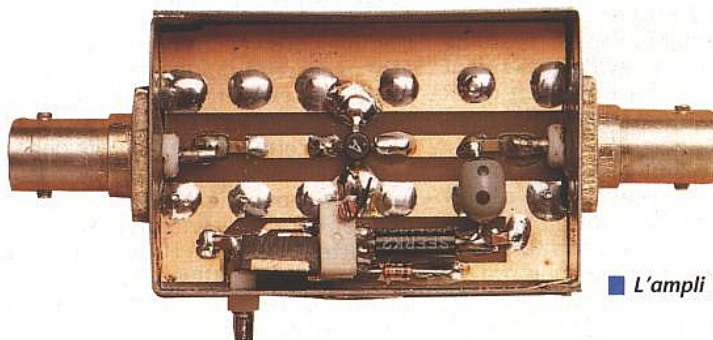
Après les vérifications d'usage, on connectera le circuit au secteur. On vérifiera la présence des deux tensions d'alimentation (+6,2V et -6,2V à + ou - 5%). En connectant un multimètre en sortie de la diode D10 (jonction avec R10, R11 et SW1A), on ajustera

tera cette tension à 5V et l'on vérifiera que l'on obtient 250mV.

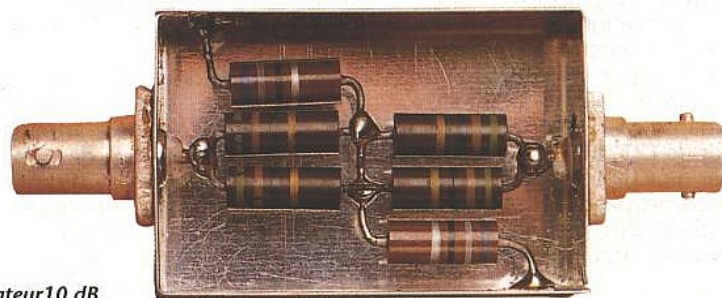
Au besoin, retoucher légèrement RV1. On effectuera la même opération sur la position 75 ohms, mais cette fois en portant la tension d'entrée du diviseur à 0,73V (R8-R9-R10). On devra alors lire 10mV sur le voltmètre.



■ Figure 6a : CI de la carte mère milliwattmètre.



■ L'ampli 10 dB.



■ Un atténuateur 10 dB.

RV2 et RV3 afin d'obtenir respectivement 40mV et 50mV. On injectera ensuite une tension de 500mV (position 50 ohms) à l'entrée du pont diviseur R6-R7-R10 et l'on règlera RV1 afin de lire 10mV sur l'afficheur. On augmen-

Conclusion

A l'aide de ce petit milliwattmètre on peut accéder au minimum de ce qui est nécessaire pour effectuer des mesures dans la bande 50 MHz à 1 GHz

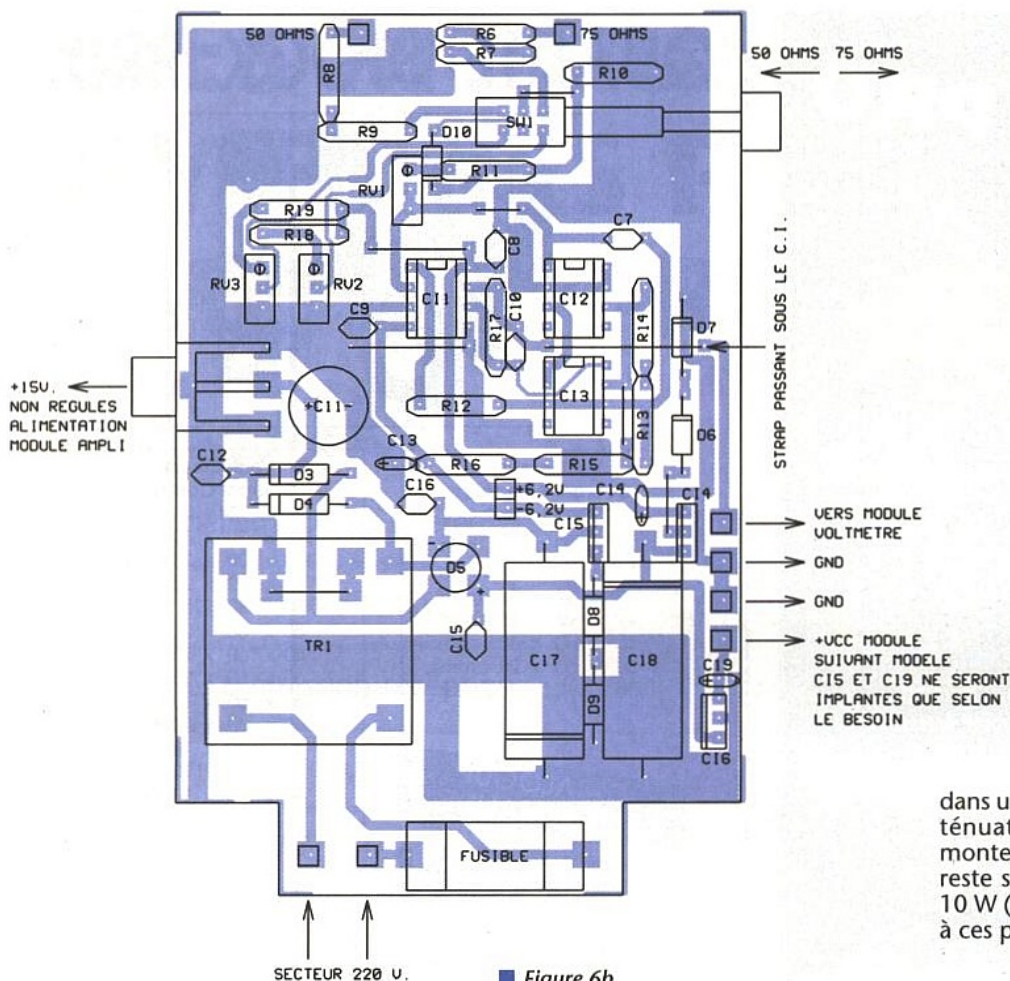


Figure 6b

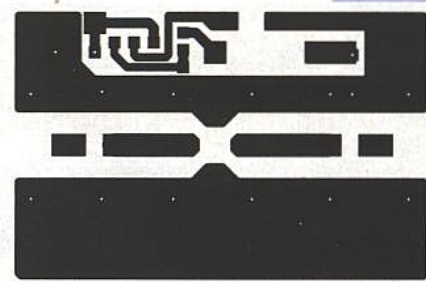
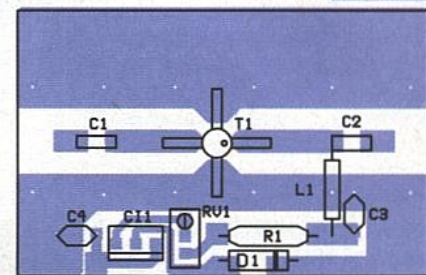


Figure 6 : C.I. de l'ampli 10dB. 50Ω

Figure 8



dans une plage 0 à 40 dBm. Seul les atténuateurs 10 dB (en puissance) ne montent pas à un GHz mais la bande reste suffisante pour des tests jusqu'à 10 W (+40 dBm) là où on peut monter à ces puissances.

Patrice OGUIC.

NOMENCLATURE :

Milliwattmètre

Resistances :

R1, R2, R3, R4, R5 : 150 Ω 5% carbone aggloméré
 R6 : 8,87 kΩ 1% ou mieux
 R7 : 130 Ω 1% ou mieux
 R8 : 11 kΩ 1% ou mieux
 R9 : 221 Ω 1% ou mieux
 R10 : 1 kΩ 1% ou mieux
 R11 : 82 kΩ 5%
 R12 : 2,2 kΩ 5%
 R13, R15 : 61,9 kΩ 1%
 R14, R16 : 100 Ω 1%
 R17 : 1 MΩ 5%
 R18, R19 : 33 kΩ 5%
 RV1 : ajustable multitours 25 kΩ
 RV2, RV3 : ajustables multitours 4,7 kΩ

Condensateurs :

C1, C2, C3, C4, C5, C6 : 2,2 nF CMS (type 1206)
 C7 : 470 pF
 C8, C9, C12, C15, C16 : 100 nF
 C10 : 33 pF
 C11 : 220 μF 25 volts
 C13, C14 : 10 μF 16 volts tantale boule
 C17, C18 : 470 μF 25 volts
 C19 : 22 μF 16 volts tantale boule (facultatif)

Semi-conducteurs :

D1, D2 : BAT81
 D3, D4, D6, D7, D8, D9, D10 : 1N4148
 D5 : pont redresseur B80 C1000

Circuits intégrés :

C11 : OP297
 C12, C13 : LM394
 C14 : LM7805
 C15 : LM7905
 C16 : LM7809 (facultatif, voir texte)

Divers :

TR1 : transformateur 2 X 12V 2,5VA
 2 connecteurs BNC femelle
 1 porte-fusible avec fusible rapide
 3 supports de circuits intégrés 8 broches
 1 boîtier métallique
 SW1 : inverseur bipolaire

Amplificateur 10 dB

Resistances :

R1 : 10 Ω 5%
 RV1 : résistance ajustable multitours 22 Ω

Condensateurs :

C1, C2 : 1 nF CMS (type 1206)
 C3 : 10 nF CMS (type 1206)
 C4 : 100 nF (type 1206)

Semi-conducteurs :

T1 : MAV11
 D1 : 1N4148
 C11 : LM7805

Divers :

L1 : self surmoulée 10 μH
 2 connecteurs BNC femelle
 1 boîtier métallique

Atténuateurs

Resistances :

atténuateur 10 dB 50 Ω :
 R1, R3 : 26 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
 R2 : 35 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
 atténuateur 20 dB 50 Ω :
 R1, R3 : 41 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
 R2 : 10 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
 atténuateur 10 dB 75 Ω :
 R5, R6 : 39 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts
 R4 : 51 Ω 5% carbone aggloméré 4 watts

Divers :

2 connecteurs BNC femelle
 1 boîtier métallique

LES MODULES HYBRIDES POUR ÉMISSION-RÉCEPTION RADIO

Traditionnellement considérées
comme une affaire d'initiés, les
techniques d'émission-réception
radio s'infiltrèrent depuis quelque
temps dans un nombre croissant
de domaines de l'électronique.
Parallèlement, la réglementation
a évolué de façon à tenter de

gérer au mieux cette denrée rare que deviennent les fréquences hertziennes,
tout en permettant au plus grand nombre d'en profiter dans de bonnes
conditions. Il n'est donc guère étonnant qu'apparaissent des solutions de type
«boîte noire» permettant de régler un problème d'émission ou de réception par
l'adjonction toute simple d'un unique composant spécialisé.

Des fréquences réservées

Il n'y a encore que peu d'années, on utilisait très volontiers la bande des 27 MHz pour beaucoup d'applications de télécommande à courte distance (portails, systèmes d'alarme, etc.) tandis que quelques canaux étaient également exploités dans des bandes situées entre 30 et 60 MHz.

Compte tenu du surcroît de fiabilité et d'efficacité que nécessitent les nouvelles applications telles que transmission de données, télémesure, ou téléalarme, des fréquences VHF ont été attribuées depuis, à tous ces usages sans distinction. En France, c'est le Journal Officiel du 27 mars 1993 qui a entériné l'allocation de la bande des 224 MHz (223,5 à

225 pour être précis) alors même que l'essentiel du reste de l'Europe choisissait de se positionner vers 433 MHz, et le Royaume-Uni vers 418 MHz.

Quelque chose nous dit d'ailleurs que Bruxelles pourrait bien succomber un jour à la tentation d'uniformiser tout cela, et qu'il faudra probablement alors se rallier à grands frais à ce qui se fait chez nos voisins : ce ne serait certes pas la première fois...

Pour peu que la puissance émise soit inférieure à 10 mW, aucune licence PTT n'est nécessaire et le matériel est dit «utilisable de plein droit».

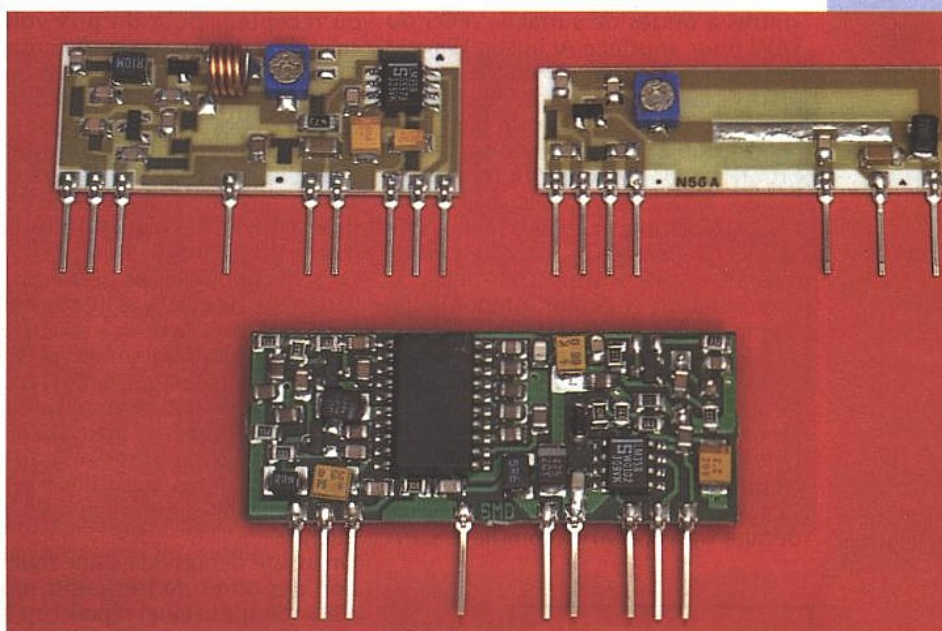
Mais attention, un agrément demeure obligatoire, dont la délivrance est soumise au respect d'un certain nombre «d'exigences essentielles» qu'il n'est pas forcément facile de respecter pour un non-professionnel de la HF !

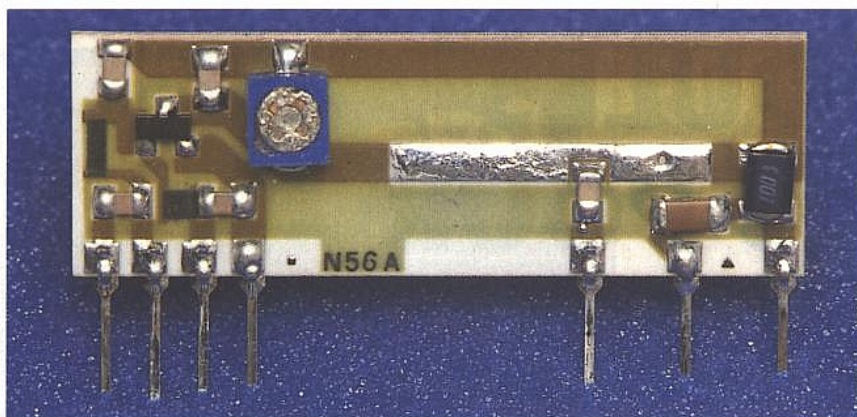
En VHF, même une puissance aussi faible peut autoriser des portées intéressantes (quelques centaines de mètres) car des antennes efficaces peuvent être réalisées sous un très faible encombrement : piste de circuit imprimé, court fouet, etc.

La plupart du temps, les canaux utilisés sont larges (autour de 200 kHz), ce qui permet d'utiliser un matériel assez simple mais peut favoriser les gênes mutuelles dans les zones à forte densité d'équipement.

Des composants spécifiques

Dès l'entrée en vigueur de la nouvelle réglementation (et même avant !), des composants ont été développés





■ L'émetteur à fréquence ajustable.

pour profiter de ces fréquences vierges.

Il s'agissait surtout jusqu'à présent de «filtres à ondes de surface» (FOS ou SAW pour «Surface Acoustic Wave») qui, aux fréquences considérées, remplacent avantageusement les quartz. Leur précision de fréquence bien inférieure (± 50 à 100 kHz) ne pose pas de problème majeur compte tenu de la largeur des canaux utilisés.

Les deux fournisseurs les plus connus sont SIEMENS et MURATA mais il en existe d'autres, notamment aux Etats-Unis.

Concevoir un émetteur à modulation d'amplitude à partir d'un FOS 224 ou 433 MHz n'est pas plus complexe que ce que montre la figure 1, mais à ces fréquences, la réalisation pratique demande de délicates précautions.

Outre les FOS taillés directement sur la fréquence d'émission (par exemple 224,5 MHz), il existe des résonateurs décalés de 10,7 MHz (comme le OFW

amplificateur de puissance ou d'un régulateur de tension, on peut maintenant se procurer un module émetteur ou récepteur pour un prix voisin de celui des composants qu'il contient.

A notre avis, cette approche est promise à un bel avenir, du moins dans le domaine des faibles puissances. Elle permet en effet à l'électronicien non spécialiste de la HF d'accéder en toute simplicité à un savoir-faire qui lui épargnera bien des tâtonnements ou même des échecs.

Deux technologies se prêtent particulièrement bien à la réalisation de tels composants : l'hybride «couche épaisse» sur substrat d'alumine, et le câblage CMS sur circuit imprimé mince.

Outre une miniaturisation fort appréciable, ces procédés introduisent une réduction des capacités et inductances parasites, donc aussi des rayonnements nuisibles et des dérives de fréquence.

On assiste depuis peu à une multiplication des offres de très petits modules «SIL» (Single In Line) répondant à cette description: QUANTELEC, HEILAND, MIPOT, AUREL, etc.

Fabriqués en Italie, les modules AUREL fonctionnent en tout ou rien par modulation d'amplitude (AM) et comptent parmi les moins coûteux du marché. Compatibles avec les différentes fréquences autorisées, ils sont désormais à la portée des utilisateurs français.

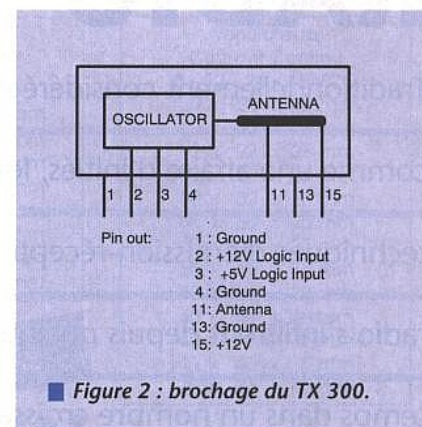
L'émetteur TX 300

Le module TX 300 est un émetteur très simple, dont la fréquence peut être réglée par l'utilisateur autour de sa valeur nominale (à préciser).

Sa puissance de 2 mW est obtenue moyennant une consommation de 5 mA sous 12 V.

Equippé de deux entrées acceptant respectivement des créniaux 0-5 V (TTL) ou 0-12 V (CMOS), le TX 300 peut être modulé jusqu'à concurrence de 10 kHz. La figure 2 reproduit le brochage de ce petit module SIL, dont les dimensions sont $12,7 \times 38,1$ mm et le pas des sorties 2,54 mm.

Une sortie 50Ω permet de connecter une antenne extérieure pour accroître la portée forcément limitée que permet le seul rayonnement de la ligne accordée interne.



■ Figure 2 : brochage du TX 300.

Le récepteur RF 290 A

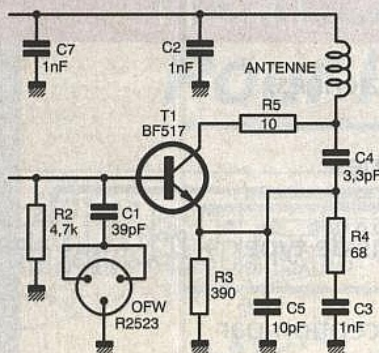
Réalisé en couche épaisse comme l'émetteur TX 300, le récepteur RF 290 A est son complément tout indiqué.

Tout aussi économique, il fonctionne par superréaction et ne renferme donc pas de résonateur à ondes de surface. Sa fréquence est ajustable par l'utilisateur, autour de 224 ou 433 MHz (autres fréquences sur demande).

La sensibilité annoncée (meilleure que $10 \mu V$) sur des signaux tout ou rien est modeste mais suffisante pour la réalisation de télécommandes capables de concurrencer celles à infrarouges, sans exiger de visibilité directe entre émission et réception.

Trois variantes existent, qui consomment toutes au maximum 5 mA sur l'alimentation «HF» (+5 V) et environ 2 mA sur l'alimentation «BF» (+5 à +24 V) :

- le RF 290 A-5 présente une bande



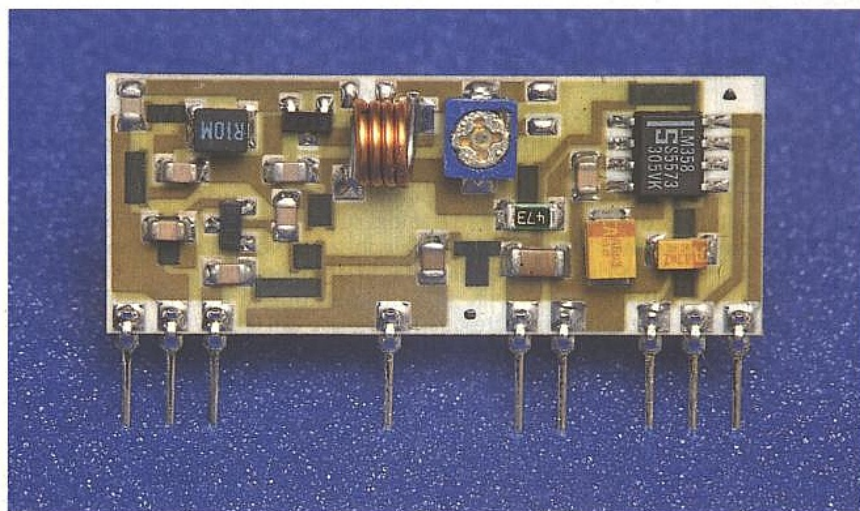
■ Figure 1 : schéma d'un émetteur à FOS.

R637 de SIEMENS, taillé pour 213,8 MHz). Ils sont utilisés dans les récepteurs superhétérodyne, couramment bâtis de nos jours autour d'un ou plusieurs circuits intégrés.

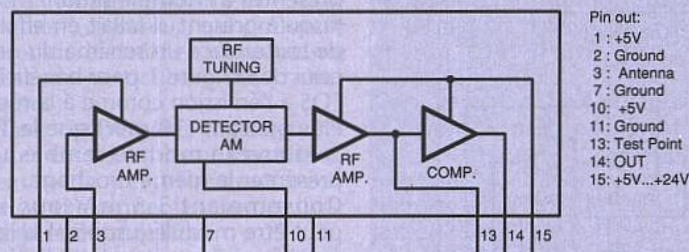
Mais on rencontre aussi des émetteurs non stabilisés (accordés par réseau LC ajustable) et même des récepteurs à superréaction, également dépourvus de FOS. Leurs performances forcément plus limitées peuvent toutefois être hissées à un niveau honorable par une réalisation pratique particulièrement soignée.

Des modules hybrides spécialisés

Tout comme il est devenu habituel d'acheter tout simplement un circuit intégré lorsqu'on a besoin d'un petit



■ Le récepteur à super réaction.



■ Figure 3 : le module récepteur RF 290 A en SIL.

passante HF de ± 5 MHz et une fréquence de sortie limitée à 2 kHz ;

- le RF 290 A-5F peut fonctionner jusqu'à 5 kHz, avec la même bande passante HF;

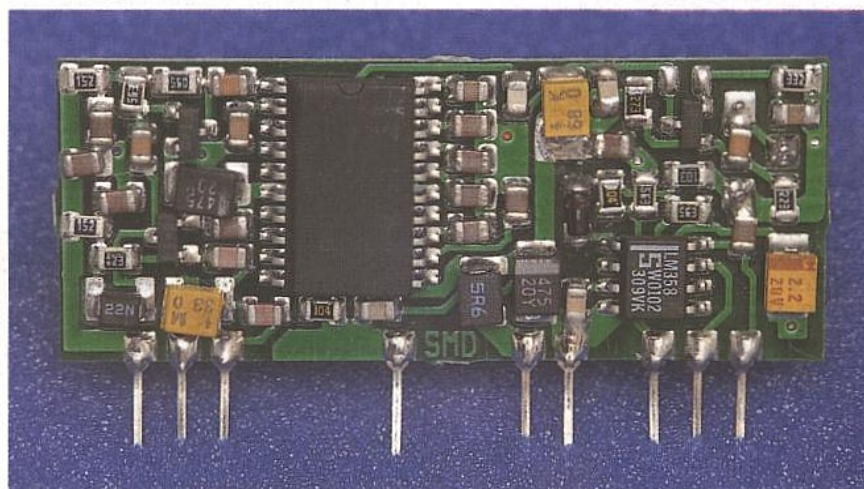
- le RF 290 A-5S est limité à 2 kHz en BF, et à ± 1 MHz en HF. En revanche, sa sensibilité est portée à mieux que $2,24 \mu\text{V}$.

La figure 3 reproduit le brochage du module SIL qui, pour un pas de 2,54 mm, affiche des dimensions de $16,5 \times 38,1$ mm.

Bien entendu, le raccordement d'une antenne s'impose pour atteindre les meilleures performances possibles : le module est calculé pour recevoir un fouet quart d'onde (32 cm en 224 MHz, 16 cm en 433 MHz), directement connecté à sa broche 3.

La liaison étant supposée établie dans de bonnes conditions, la sortie du RF 290 A doit reproduire les niveaux logiques appliqués à l'entrée de l'émetteur TX 300, dans les limites de la fré-

quence maximum spécifiée. Notons que dans tous les cas, celle-ci permet largement d'atteindre un débit d'informations de 1200 bauds.



■ Le récepteur super hétérodyne.

Le récepteur STD 433 SIL

Stabilisé par un résonateur à ondes de surface et muni de deux circuits intégrés CMS, ce récepteur est un authentique superhétérodyne à fréquence intermédiaire de 10,7 MHz (filtre céramique).

Version «SIL» d'un précédent récepteur nettement plus encombrant, ce module occupe le haut de la gamme «TOTEM» d'AUREL, avec une sensibilité meilleure que $2 \mu\text{V}$ et une largeur de bande HF de 400 kHz à 3 dB (on ne peut guère faire mieux compte tenu des tolérances sur les fréquences des FOS).

La fréquence maximum en sortie est de 2 kHz en tout ou rien, pour une consommation d'environ 10 mA sur le +5 V.



Recevez chaque mois toutes les informations indispensables pour suivre l'évolution de tous les aspects de l'électronique.

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans

+

2 logiciels exclusifs en cadeau :

- TELENEWS : protocole de téléchargement pour dialoguer avec notre serveur 3615 ERP - Version DOS et Windows.
- Emul 2 : émulateur minitel sur PC pour optimiser l'exploitation minitel.

Profitez de cette offre exceptionnelle

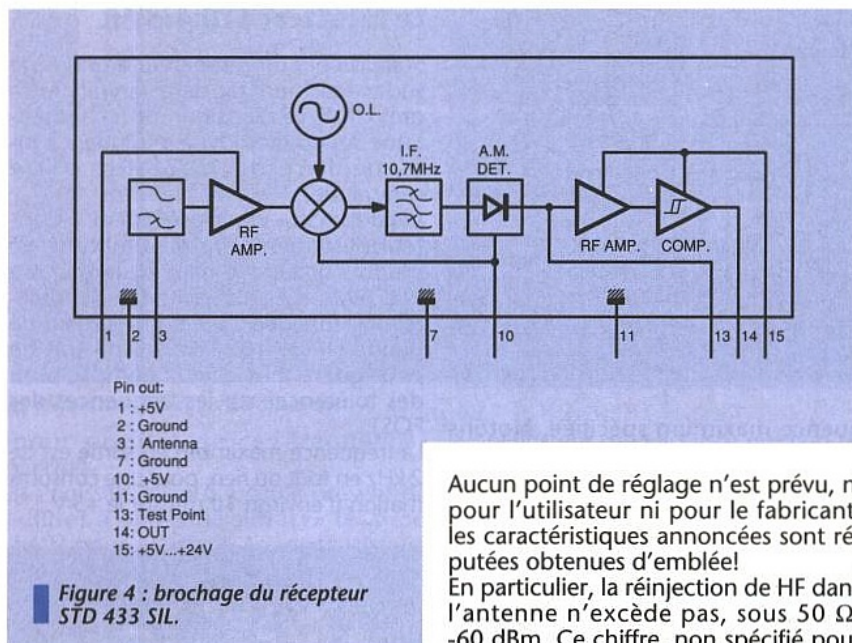
ABONNEZ-VOUS !



Votre

CADEAU :
2 logiciels





Il est intéressant de remarquer que le brochage, reproduit à la **figure 4**, est compatible avec celui du RF 290 A. On pourra ainsi monter indifféremment les deux modèles, selon les performances exigées par telle ou telle application, sans modification des cartes «mères».

Seules les dimensions sont un peu plus généreuses: 45 x 19 mm, pour une épaisseur de 6 mm.

Bien entendu, il existe une version 224,5 MHz et une autre pour 433,92 MHz, qui diffèrent essentiellement par la référence du FOS utilisé.

Aucun point de réglage n'est prévu, ni pour l'utilisateur ni pour le fabricant: les caractéristiques annoncées sont réputées obtenues d'emblée!

En particulier, la réinjection de HF dans l'antenne n'excède pas, sous 50 Ω , -60 dBm. Ce chiffre, non spécifié pour les modules à superréaction (et pour cause...) devrait faciliter les éventuelles démarches d'homologation du produit fini.

Bref, nous sommes en présence d'un composant sérieux et fiable malgré son prix très abordable, tout au moins au départ de l'usine.

L'émetteur TX 433 SAW

Tout juste annoncé à titre de nouveauté dans la gamme TOTEM, cet émetteur à fréquence stabilisée par filtre à ondes de surface sera sans nul doute le partenaire idéal du récepteur STD 433

pour les développements devant être présentés à l'homologation.

Jusqu'à présent, il fallait en effet câbler de toute pièce un schéma du genre de celui de la figure 1 pour bénéficier d'un FOS à l'émission comme à la réception. Plus puissant (10 mW) que le TX 300, ce nouveau module semble lui aussi présenter le même brochage.

Consommant 3,5 mA sous +5 V, il peut être modulé jusqu'à 4 kHz, et ses émissions parasites sont limitées à -60 dB en dessous du fondamental.

Dans l'état actuel de nos informations, rien ne nous permet d'affirmer qu'il sera disponible en 224,5 MHz, mais rien non plus ne s'y opposerait techniquement parlant.

Les lois du marché étant ce qu'elles sont, les fabricants ne vont bien évidemment pas considérer comme prioritaire une fréquence franco-française, alors que tout le marché européen en attend une autre, plus performante d'ailleurs sur le plan radioélectrique (antennes plus courtes).

Une fois de plus, on ne s'y serait pas pris autrement si on avait voulu dissuader les développeurs de faire homologuer leurs créations, ou protéger des fournisseurs français dont on attend toujours le premier produit comparable à ceux de nos voisins italiens!

Exemples d'application

Avec une entrée (sur l'émetteur) et une sortie (sur le récepteur) compatibles TTL ou CMOS, le jeu de mo-

TITRE D'ABONNEMENT PRIVILEGIE

OUI, je désire profiter de votre offre spéciale : m'abonner à **Electronique Radio Plans** pour 1 an, 12 numéros et en plus recevoir en cadeau la disquette des logiciels Telenews et Emul 2, pour **259 F** (étranger 364 F) seulement :

☐ Je joins mon règlement à l'ordre d'Electronique Radio Plans, par :

☐ Chèque bancaire ou postal

☐ Carte bleue n°

date d'expiration :

Signature :

La disquette 3"1/2 comportant les logiciels Telenews et Emul 2 me sera adressée après réception de mon règlement :

Nom : Prénom :

Adresse :

☐ professionnelle ☐ personnelle

Entreprise :

Code postal : Ville :

☐ Je souhaite recevoir une facture.



Votre

**CADEAU :
2 logiciels**



Electronique Radio Plans Service abonnements
2 à 12, rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

dules de transmission HF peut être considéré comme absolument «transparent» par l'utilisateur, qui pourra se contenter de les câbler sans aucune connaissance particulière des choses de la radio.

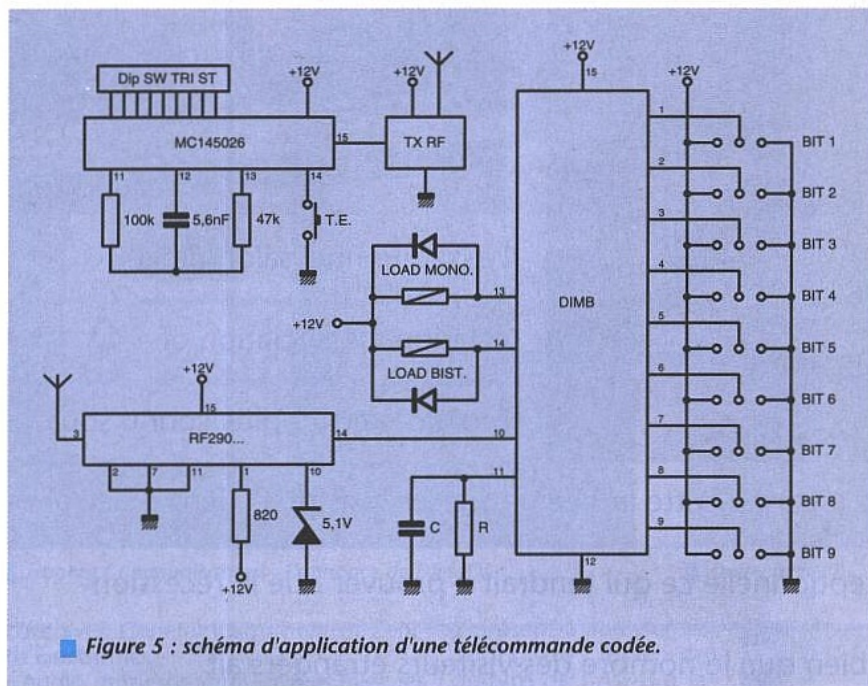
Il devra par contre gérer correctement les risques de transmissions erronées, pour cause de perturbations hertziennes ou d'éloignement excessif de l'émetteur et du récepteur.

Faute d'un dialogue bidirectionnel avec accusés de réception, on se

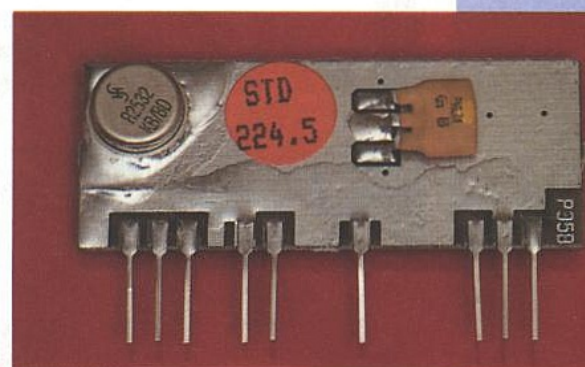
contente bien souvent de répéter inlassablement un même ordre jusqu'à confirmation visuelle de sa bonne exécution (ouverture de porte, par exemple).

Cela étant, le schéma d'application de la figure 5, proposé par AUREL, doit être considéré comme un simple exemple montrant l'extrême simplicité de mise en oeuvre des modules.

Il réunit un émetteur équipé d'un circuit intégré codeur MC 14026 (MOTOROLA), et un récepteur muni d'un



■ Figure 5 : schéma d'application d'une télécommande codée.



module décodeur compatible, lui aussi de marque AUREL.

Mais en pratique, tous les composants classiques de codage et de décodage conviendront tout aussi bien, à condition évidemment de les utiliser par paires programmées de façon cohérente : MM 53200, bien sûr, mais aussi son digne successeur le MM 57410 et une foule de produits moins connus comme ceux de chez AMS (Austria Mikro Systeme), SUPERTEX, ou tout simplement TEXAS INSTRUMENTS. Certains mériteraient assurément d'être mieux connus, si toutefois leur notoriété limitée n'était un gage supplémentaire de sécurité.

Et n'oublions surtout pas les petits microcontrôleurs comme les PIC, particulièrement indiqués pour la création de codeurs et décodeurs «sur mesures».

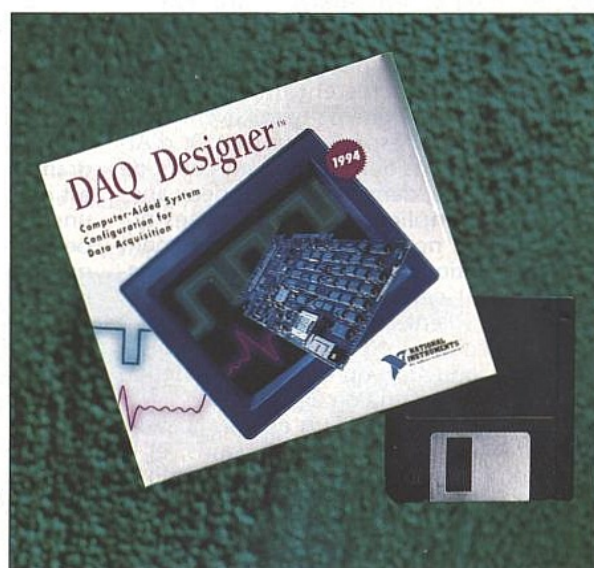
Patrick GUEULLE.

Sélectionner les composantes de votre système d'acquisition? DAQ Designer le fait à votre place gratuitement!!!

Finie la recherche fastidieuse dans les catalogues de produits d'acquisition de données.

Installez simplement la disquette DAQ Designer dans votre PC. Le logiciel vous interroge sur les besoins de votre application, et en déduit automatiquement la configuration correspondante, parmi une gamme complète de produits d'acquisition de données sur PC:

- Cartes d'Entrées/Sorties enfichables
- Produits de conditionnement du signal
- Accessoires de câblage
- Logiciels de pilotage et d'application



**Ne vous privez pas du logiciel
DAQ Designer, il est gratuit.**

**NATIONAL
INSTRUMENTS**
The Software is the Instrument

Centre d'Affaires Paris-Nord
BP 217 - 93153 Le Blanc-Mesnil CEDEX

Pour recevoir DAQ Designer, il vous suffit de nous renvoyer le coupon-réponse ci-joint, par courrier ou par télécopie: (1) 48 65 19 07 ou appelez le: (1) 48 14 24 24

Nom/Prénom _____

Fonction _____

ERP 08/94

Société _____

Adresse _____

Code/Ville _____

Tél. _____

Fax _____

LAS VEGAS : NAB 94



Le traditionnel salon de la
«National Association of
Broadcasters» - plus connu sous

son abréviation NAB - a connu cette année un succès sans précédent grâce à une participation exceptionnelle ce qui tendrait à prouver que la récession s'éloigne des U.S.A., bien que le nombre des visiteurs étrangers ait considérablement augmenté, donnant ainsi à penser que ce sont et la TV et la vidéo qui ont le vent en poupe, quel que soit le pays concerné par cet engouement réel*.

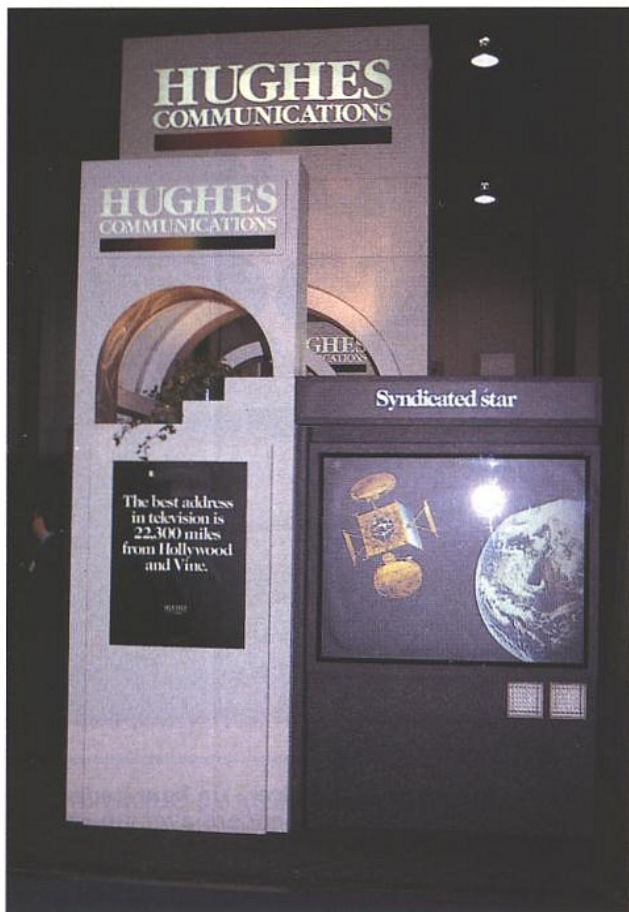
Aux U.S.A., les préoccupations des radiodiffuseurs restent multiples avec toutefois en ligne de mire l'avènement de la TVHD espéré pour les J.O. d'Atlanta qui se dérouleront au cours de l'été 1996, dans maintenant deux ans ; ce qui implique dans les années qui suivront non seulement l'équipement des stations de télédiffusion mais également celui des studios afférents, qu'ils soient directement associés aux précédentes ou encore, qu'il s'agisse de production ou de post-production avec une définition améliorée. Toutefois, la TVHD n'est pas la seule préoccupation des Américains, et la compression - ou mieux, la réduction - du débit de l'information se révèle tout autant à l'ordre du jour : il s'agit cette fois, pour une bande de fréquences donnée, non plus de loger un minimum d'émetteurs avec la meilleure qualité d'image possible - des images TVHD - mais, dans le même espace fréquentiel, de loger un maximum de programmes différents avec une définition qui demeure acceptable, de l'ordre de celle du NTSC. Une telle issue est certes envisageable - le CDV de Philips l'a prouvé - et le sys-

tème de diffusion par satellite de la firme US Hugues, élaboré avec le concours de Thomson, qui prévoit la retransmission de quelque 150 programmes sous la bannière de DirecTV est désormais sur la case départ ; mais une telle pléthore de programmes appelle une question essentielle : «Comment pourra-t-on financer une telle multiplicité ?» Par augmentation des budgets publicitaires ?... Par augmentation du nombre de téléspectateurs payants ?... Or il est certain que ni les uns ni les autres ne sont extensibles à l'infini... Alors, comment on fait ? L'avenir nous donnera, à coup sûr, une réponse mais la bataille pour survivre s'annonce, dès à présent, particulièrement acharnée. Pour en revenir à la TVHD, on sait que les différents systèmes en compétition pour proposer un procédé typiquement américain avaient du se fondre en un seul, compte tenu des coûts si chacun d'eux avait continué sous sa propre bannière. Réunis au sein de la «Grand Alliance» (GA), divers protagonistes de cette aventure ont donc uni leurs efforts pour aboutir à un système commun résultant des efforts de re-

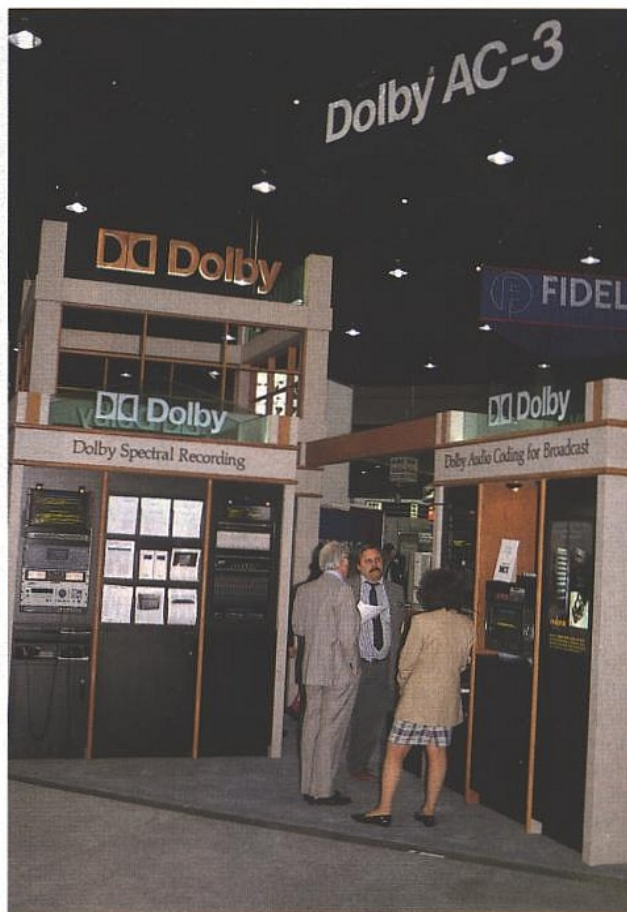
cherche et développement des ex-protagonistes. Les résultats de ces travaux ont fait l'objet de communications des participants au GA, chacun apportant sa pierre à l'édifice :

- Vue globale du système TVHD des U.S.A. par Zénith Electronics et General Instrument.
- Formats vidéo avec AT & T Bell Laboratories.
- Compression du signal vidéo pour Philips North America.
- Traitement du signal, celui-ci étant également envisagé du point de vue de la compatibilité avec les autres formats existants et en particulier le NTSC ; cette partie étant assurée par le David Sarnoff Research Center, associé à Thomson Consumer Electronics et à la chaîne NBC.
- Transmission du signal, cette fois en-

* Le NAB 94 s'étendait cette année sur plus de 50000 m² du Convention Center de Las Vegas. Il a accueilli cette année 71082 visiteurs - bilan au soir du deuxième jour -, ce qui implique un peu plus de participants puisque le salon s'étend sur trois jours et demi - dont 14669 venus de l'extérieur des frontières des U.S.A. et représentant 109 pays. Pour la première fois dans l'histoire du NAB, plus de 20% des visiteurs venaient de l'étranger.



■ Hughes Communications : l'annonce de DirecTV.



■ Dolby avec l'AC-3.

core avec General Instrument et Zenith Electronics.

- Audio numérique multivoies avec les Dolby Laboratories dont l'algorithme AC-3 a été préféré aux autres procédés en lice, en particulier celui proposé par Philips.

L'AC-3 est issu du système Dolby Surround SR-D (D pour Digital) présenté en 1992 pour des applications cinéma ; pour ces dernières, les voies numériques - au nombre de 6 : 5 voies large bande et une voie sub-graves - viennent doubler les 4 voies analogiques existantes qui ont été conservées pour assurer la comptabilité avec les précédents équipements, antérieurs au SR-D de Dolby.

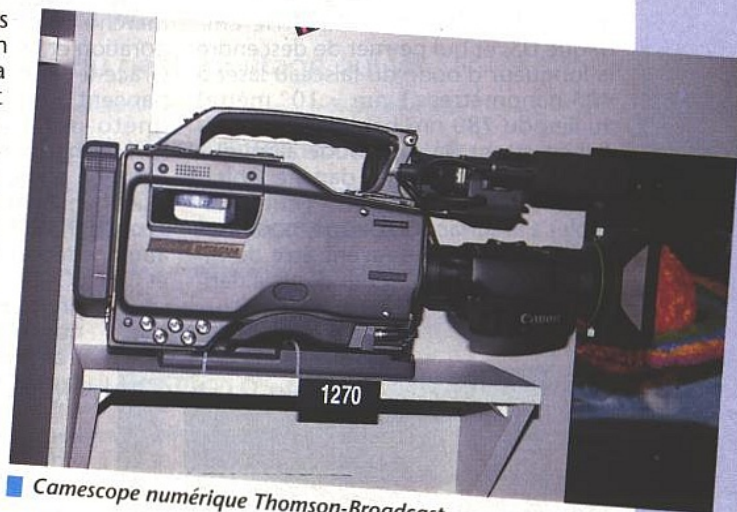
Cette obligation de continuité avec les installations qui existaient déjà et uniquement capables d'exploiter les pistes optiques analogiques avait obligé les Dolby Laboratories à faire preuve d'imagination pour parvenir à caser les 6 pistes numériques supplémentaires. Celles-ci ont trouvé place sur une des deux portions du film comportant les perforations nécessaires à son entraînement mécanique ; et comme chacun des évidements que constituent ces perforations se traduit par une coupure dans la continuité des messages sonores, un système de mémoires vient pallier cette rupture de l'information.

D'après les Dolby Laboratories, une destruction mécanique de plus de 10 cm de long de ces perforations n'a aucune incidence sur la qualité sonore grâce à cette mémorisation. En ce qui concerne le débit de l'information, l'AC-3 à la réception permet une réduction de celui-ci à 320 kbits/s. Reste

à présent à abaisser les coûts de mise en oeuvre de l'AC-3 à la réception et à cet effet la firme US Zoran, en collaboration avec les Dolby Laboratories, est en train d'étudier un CI spécifique à ce procédé et pouvant remplir toutes les fonctions de décodage du signal SR-D. Par ailleurs, comme l'algorithme AC-3 peut convenir au codage de signaux stéréo et que General Instrument l'a retenu pour ses retransmissions par satellite, cette société étudie avec Motorola et Dolby un autre CI adapté à cette application.

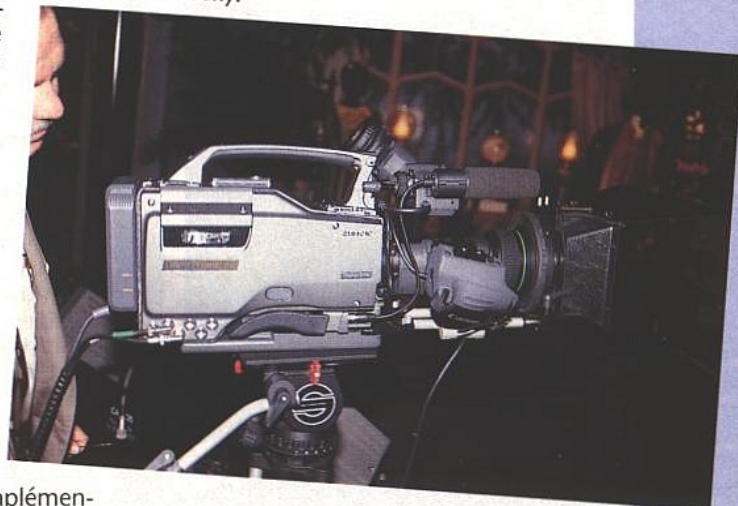
L'une et l'autre de ces études devraient connaître une issue favorable à la fin de cette année.

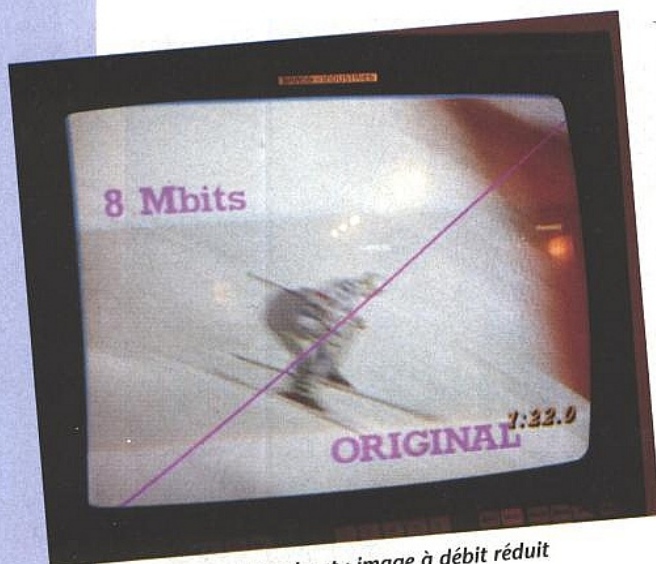
Réduction aussi du débit de l'information vidéo sur le stand Thomson Broadcast où sur un même écran il était possible de comparer séparées par une diagonale, la moitié d'une image non traitée et sa moitié complémentaire résultant d'une réduction du débit à 8 Mbits/s.



■ Camscope numérique Thomson-Broadcast...

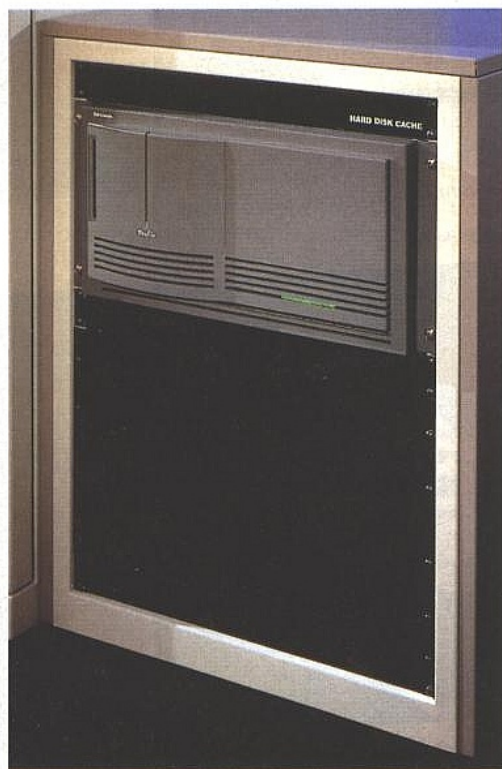
■ ... et celui de Sony.



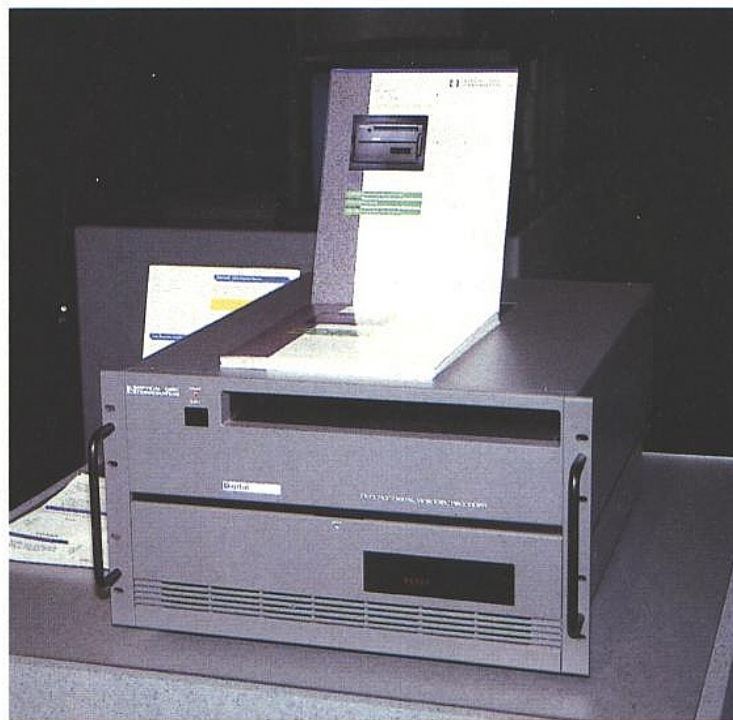


■ Thomson-Broadcast : image à débit réduit (8 Mbits/s) et image originale.

Thomson qui, tout comme BTS, s'est rallié au Betacam numérique de Sony présentait des machines de ce type alors que Sony vient de passer au caméscope numérique à partir de ce même Betacam. Quant à JVC, fidèle au S-VHS, il avait en démonstration sur son stand un magnétoscope capable d'enregistrer des images soit au format 4/3 soit au format 16/9. Du côté des vidéodisques, Pioneer faisait état d'un lecteur utilisant l'harmonique 2 d'un cristal développé par Du Pont de Nemours, le géant de l'industrie chimique US, et qui permet de descendre la longueur d'onde du faisceau laser à 425 nanomètres ($1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ mètre}$) au lieu du 780 nm habituel des lasers qui émettent dans le rouge alors que celui de Pioneer émet dans le violet. Conséquence : les «pits» (micro-alvéoles à la surface du disque, porteuses de l'information) peuvent être de dimensions plus réduites et donc la den-



■ Tektronix : Profile PDR 100.



■ Optical Disc Corp : 4 heures sur un 30 cm.

sité de l'information par unité de surface peut être augmentée. Ce qui, en conjonction avec la réduction du débit de l'information, permettra de multiplier par un facteur 10 la durée des messages visuels et sonores.

La réduction du débit de l'information s'agissant des vidéodisques, c'est la démarche choisie par Optical Disc Corporation et Tektronix.

Grâce à cette approche, Optical Disc parvient à enregistrer sur disque magnéto-optique 4 heures d'images (avec son) numérisées de qualité radio-diffusion ou encore 1 heure de TVHD ; alors que Tektronix, avec son système Profile PDR 100 d'enregistrement audio-vidéo sur disque dur de 340 MB et CODEC (COdeur-DEcodeur) à compression des signaux JPEG, annonce la possibilité d'enregistrer jusqu'à 4 canaux vidéo en temps réel et jusqu'à 16 canaux en audio ; durée de stockage : de 40 à 160 minutes vidéo (avec une qualité Betacam SP) et audio.

Sur ce stand Tektronix également nombre de nouveaux produits destinés à la métrologie TV, vidéo et audio ; avec en particulier l'AM70, un générateur-analyseur audio numérique qui tient dans la main.

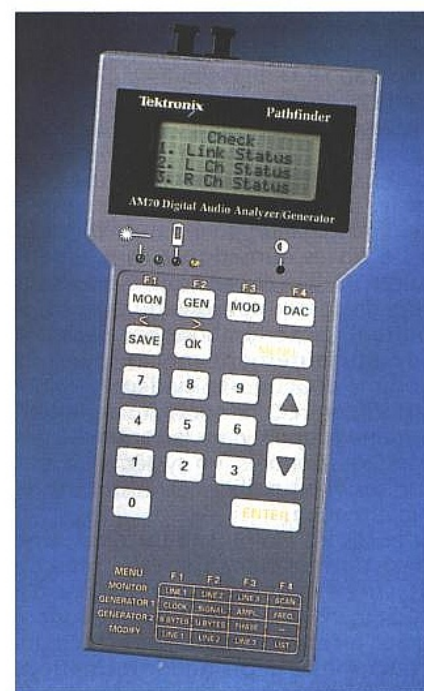
Cet appareil opère suivant 3 modes : «générateur», avec synthèse directe du signal numérisé, soit à partir de son horloge interne, soit à partir d'un signal numérisé externe ; les signaux de sortie de l'AM70 peuvent être synchronisés avec des signaux audio numériques extérieurs. «Mode moniteur» : en connectant l'AM70 à un signal électrique ou optique, il est possible d'avoir accès, grâce à son affichage à un monitoring de nombreuses fonctions. En outre, un convertisseur N/A permet d'écouter le

message grâce à un haut-parleur incorporé ou encore avec un casque réuni à l'AM70 par un jack. «Mode modify» : permet à l'utilisateur de brancher «en ligne» l'AM70 avec un signal numérisé de façon à procéder au montage en temps réel des données audio-numériques.

De son côté, Audio Précision adopte, pour ses systèmes de mesures audio, des procédés de codages à réduction du nombre de bits adaptés à toutes sortes de signaux (DAB, TVHD, DCC, Mini-Disc...) pour une évaluation métrologique en temps réel.

Voilà pour quelques vues sur ce NAB 94, des vues qui n'en donnent qu'une idée partielle mais traduisant bien les tendances actuelles : numérisation et réduction de débit de l'information.

Ch. PANNEL.



■ Tektronix : l'AM70.

UN AMPLIFICATEUR D'ENTREE POUR L'ADC10 PICO

Le convertisseur analogique-

numérique miniature ADC10 de

PICO TECHNOLOGY permet

d'accéder de façon

particulièrement simple et

économique au domaine de

«l'instrumentation virtuelle»

sur PC. Deux de ses principales

limitations peuvent être facilement corrigées à l'aide du petit montage qui va

être décrit : son calibre unique 0 à 5 volts, et son inaptitude à traiter les signaux

alternatifs dépourvus de composante continue. Un dispositif de décalage du

zéro et un amplificateur à gain commutable entre 1, 10, et éventuellement 100

élargiront considérablement le domaine d'application de l'ADC10 et des

puissants logiciels qui l'accompagnent : vous pourrez même vous en servir pour

digitaliser du son !

D'abord décaler le zéro :

Appliquer un signal alternatif de valeur moyenne nulle (autrement dit sans composante continue) à l'entrée d'un convertisseur analogique-numérique 0-5 V revient tout simplement à lui faire subir un redressement simple alternance.

Cela fausse bien entendu complètement toutes les mesures que l'on pourra tenter d'effectuer par son intermédiaire!

Ainsi, la **figure 1** montre ce que devient l'oscillogramme du signal DTMF de la **figure 2** si on ne lui ajoute pas un «offset» avant de l'appliquer à l'ADC10.

De son côté, la **figure 3** présente les perturbations que subit le spectre de ce même signal, par rapport à la cour-

be normale de la **figure 4** (apparition de raies parasites, caractéristiques d'une forte distorsion).

Le problème est comparable à celui qui se pose avec un oscilloscope dont la trace est placée en bas d'écran plutôt qu'au milieu, ou avec un enregistreur dont la plume est calée sur l'un des bords du papier.

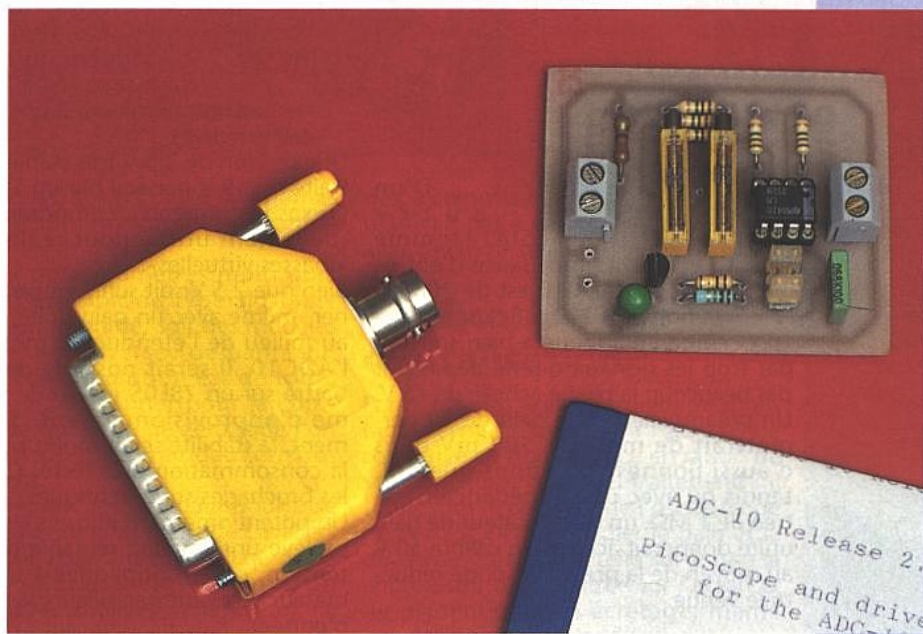
Dans les deux cas, une commande de «cadrage» ou de «décalage de zéro» permet de résoudre le problème en ajoutant tout simplement une tension continue réglable au signal d'entrée. Mais dans l'état actuel des choses, il n'est pas exagéré d'affirmer que le voltmètre RMS de PICO SCOPE, en particulier, est tout simplement inutilisable.

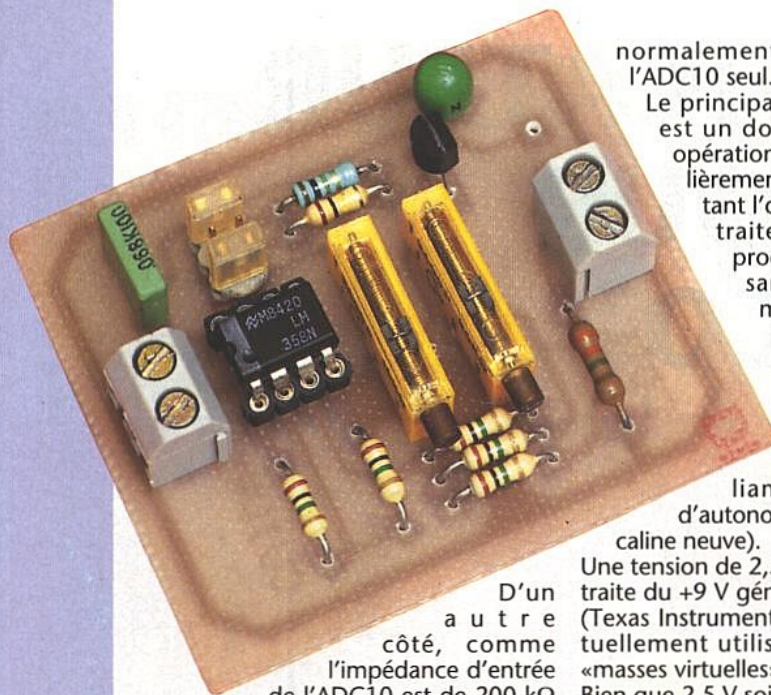
Heureusement, cela va changer !

Puis introduire du gain :

Bien qu'un calibre 0-5 V puisse déjà rendre de multiples services, il faut savoir que pour profiter au mieux des 256 points de mesure d'un CAN à 8 bits comme l'ADC10, il est souhaitable d'utiliser la plus grande partie possible de cette étendue de mesure. Une tension évoluant entre 0 et 500 mV, par exemple, ne serait en effet quantifiée que sur 25 niveaux, et souffrirait par conséquent d'une incertitude de 4% alors que l'ADC10 est précis à 1% près !

L'avantage du modèle 12 bits (ADC12) est d'ailleurs d'affranchir en bonne partie l'utilisateur de cette contrainte, mais cela ne règle nullement la question des signaux alternatifs.

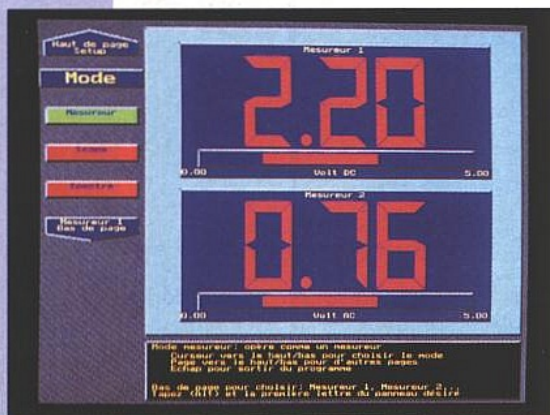




D'un autre côté, comme l'impédance d'entrée de l'ADC10 est de 200 k Ω et non de 1 M Ω , une sonde «par dix» courante atténue bien souvent par trop les signaux qui ne dépassent pas beaucoup la pleine échelle de +5 V. Un préamplificateur à gain de 10 permettrait de mesurer 500 mV dans d'aussi bonnes conditions que 5 V, tandis qu'avec une impédance d'entrée de 1 M Ω , un amplificateur de gain unité donnerait accès à un calibre 50 V au moyen de la première sonde réductrice venue.

Un schéma ultra simple :

Compte tenu de l'extrême simplicité de l'électronique interne de l'ADC10, il nous a paru souhaitable de développer pour lui un amplificateur réduit à sa plus simple expression. Nous n'aurions en effet que faire d'une bande passante supérieure à quelques kHz, d'une précision meilleure que



Notre montage permet de rendre utilisable le voltmètre RMS vrai de Picoscope.

1%, et d'un offset se chiffrant en microvolts puisque l'ADC10 sait tout juste faire la différence entre 0 et 20 mV. Il ne faudra donc pas considérer le schéma de la figure 5 comme celui d'un instrument de haute précision, mais simplement d'un petit accessoire rendant possibles des manipulations

normalement irréalisables avec l'ADC10 seul.

Le principal composant utilisé est un double amplificateur opérationnel LM358, particulièrement courant et présentant l'originalité de pouvoir traiter des tensions très proches de zéro, même sans alimentation symétrique.

Une simple pile 9 V suffira donc pour alimenter le montage, qui ne consomme guère qu'un milliampère (500 heures d'autonomie avec une pile alcaline neuve).

Une tension de 2,5 V très stable est extraite du +9 V général par un TLE2425 (Texas Instruments), composant habituellement utilisé pour réaliser des «masses virtuelles».

Bien que 2,5 V soit suffisant pour amener, même avec un gain unité, le zéro au milieu de l'étendue de mesure de l'ADC10, il serait possible de se rabattre sur un 78L05 en cas de problème d'approvisionnement. Simple-ment, la stabilité serait moins bonne et la consommation plus forte. Cela dit, les brochages sont identiques.

Un potentiomètre multitours de 10 k Ω prélève une fraction réglable de cette tension, qui est appliquée à un som-mateur recevant par ailleurs la tension d'entrée.

Celle-ci peut être amenée soit directement (position DC) soit à travers un condensateur (position AC) comme sur les «vrais» oscilloscopes.

La position AC permet de supprimer la composante continue (a priori quelconque) du signal d'entrée, pour lui substituer celle qui facilitera au maximum les mesures à venir.

La valeur du condensateur (de préférence isolé à 400 V) dépendra de la nature des mesures qu'on se propose de faire: 1 μ F (non polarisé) permet de descendre très bas en fréquence, mais 0,1 μ F suffit amplement en audio.

Les valeurs des résistances (en principe à 1%) ont été calculées de façon à ce que le gain de ce premier étage soit égal à l'unité, et que son impédance d'entrée soit de 1 M Ω .

Bien entendu, la résistance de 500 k Ω peut être constituée de deux de 1 M Ω en parallèle.

C'est le second étage qui va introduire une amplification commutable entre 1, 10, et 100, qu'un potentiomètre multitours de 22 k Ω permet soit d'ajuster finement une fois pour toutes, soit de régler à des valeurs intermédiaires comme avec le «vernier» d'un oscilloscope.

Bien entendu, rien n'interdit d'utiliser des valeurs de résistances différentes pour créer des gains «à la carte» pour tel ou tel usage particulier: 2, 5, etc.

Faute de résistances de précision toujours délicates à se procurer, nous avons utilisé une valeur de 1 M Ω pour le gain 100, 100 k Ω en parallèle avec 1 M Ω pour le gain 10, et naturellement un court-circuit pour le gain unité (montage «suiveur»).

Si on désire privilégier la précision, on opérera l'étalonnage sur le gain de 10, celui de 100 étant normalement d'un usage très occasionnel et de toute façon plus ou moins perturbé par l'offset résiduel du LM358 (il ne faut pas espérer pouvoir descendre tout à fait à zéro).

L'ADC10 (ou 12) étant équipé d'une prise BNC, le mode de raccordement le plus indiqué est un câble coaxial muni de ce type de fiches.

Compte tenu des fréquences en jeu (moins de 10 kHz) et de l'amplitude confortable des signaux véhiculés (0-5 V), l'impédance importe peu et la longueur ne pose guère de problème : nous sommes allé jusqu'à une dizaine de mètres sans surprise particulière !

Cette disposition permet d'enficher l'ADC directement dans le connecteur CENTRONICS du PC, évitant toute

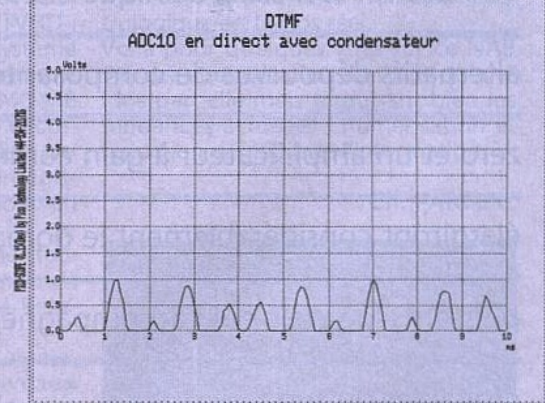


Figure 1

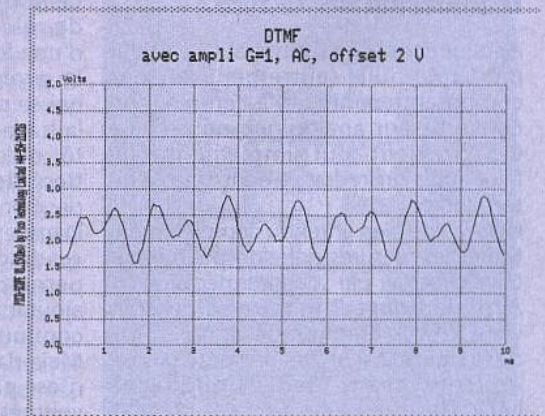


Figure 2

longueur inutile qui, à ce niveau, serait franchement défavorable.

On ne manquera pas de remarquer que la masse de ce montage (et notamment de son entrée) est commune avec celle de l'ADC10 et donc aussi avec celle du PC, en principe reliée à la terre.

Il est donc bien clair que toute application d'une tension anormalement élevée à l'entrée de l'amplificateur risque de se trouver répercutée sur la carte d'interface parallèle du PC, tout comme avec l'ADC10 seul.

En aucun cas notre montage ne devra être considéré comme un bouclier de sécurité, il n'a absolument pas été conçu dans ce but.

Il appartient donc à l'utilisateur de prendre toutes les précautions usuelles, et même plus encore car un PC est plus vulnérable qu'un oscilloscope ou un multimètre.

RÉALISATION PRATIQUE :

La figure 6 donne le tracé d'un petit circuit imprimé capable d'accueillir, selon le plan de la figure 7, tous les composants du montage y compris des borniers à vis pour l'entrée, la sortie, et éventuellement l'alimentation 9 V si on souhaite utiliser autre chose qu'une pile miniature (en cas de mesures de très longue durée avec PICOLOG, par exemple).

Seul le condensateur d'entrée, qui peut être volumineux si on choisit l'op-

tion 1 μ F 400 V, sera câblé aux bornes même de son interrupteur de court-circuit.

Les deux potentiomètres multitours pourront être soit du type ajustable pour circuit imprimé, soit des modèles à monter en traversée de panneau. Cette seconde solution est de toute façon à recommander pour la commande de décalage de zéro, que l'on aura sans doute à manoeuvrer fréquemment.

De même, le choix du gain pourra se faire soit par déplacement de cavaliers sur des barrettes à picots (usage occasionnel) soit par un inverseur ou un commutateur (utilisation régulière). La plupart du temps d'ailleurs, un inverseur x1 / x10 suffira.

Les dimensions de la carte permettent son installation, avec la pile, dans un coffret métallique genre EM 06/03 ESM, sur lequel quelques trous suffiront pour fixer les organes de commande et, si on retient ce mode de connexion, deux embases BNC.

Il sera facile de vérifier le bon fonctionnement du montage sans même lui appliquer encore de signal d'entrée: en position «gain unité», DC, et l'entrée étant court-circuitée, le simple fait de tourner le bouton de décalage du zéro doit faire évoluer la lecture du «multimètre» de PICO-SCOPE entre 0 et environ 2,5 V, lecture qui devra se trouver multipliée par dix si on passe en gain x10 (mais au delà de 5 V, l'ADC bute sur le maximum de son étendue de mesure). Il ne restera alors plus qu'à expérimenter avec les signaux les plus va-

riés, à commencer par tous ceux qu'on n'arrivait pas à exploiter correctement avec l'ADC10 seul.

Application à la digitalisation

Parmi tous les signaux que notre montage permet d'adapter à l'ADC10, le son arrive en bonne place en raison de son caractère résolument alternatif : il suffit, sous le contrôle de l'oscilloscope de PICO-SCOPE, de régler le gain et le décalage du zéro de telle sorte que la courbe soit bien centrée sur l'écran et ne présente aucun écrêtage, même lors des pointes de modulation.

Il va naturellement sans dire que la position «AC» s'impose !

Mais si l'oscilloscope, le voltmètre efficace vrai et l'analyseur de spectre offrent des possibilités intéressantes en audio, ni PICO-SCOPE ni PICOLOG ne présentent les caractéristiques voulues pour «enregistrer» valablement du son dans un fichier DOS.

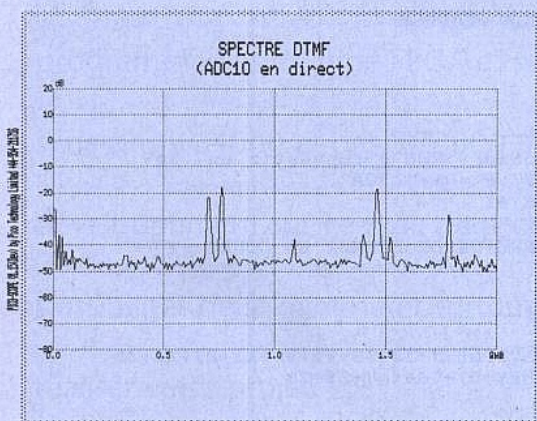


Figure 3

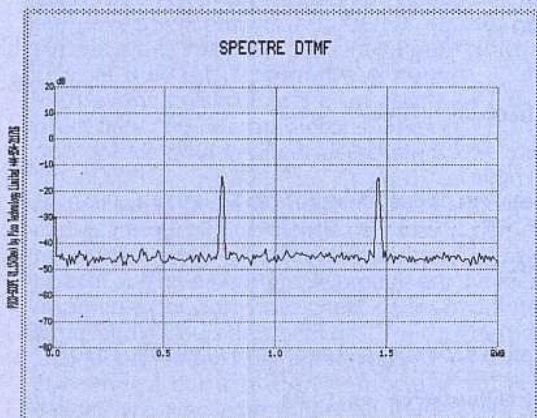


Figure 4

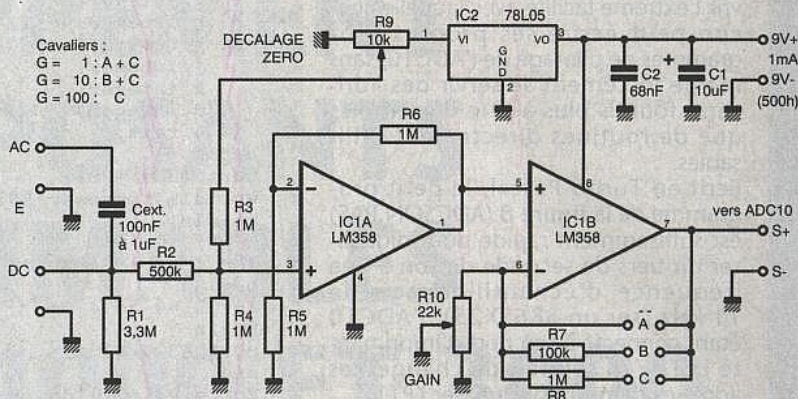


Figure 5 : le schéma retenu.

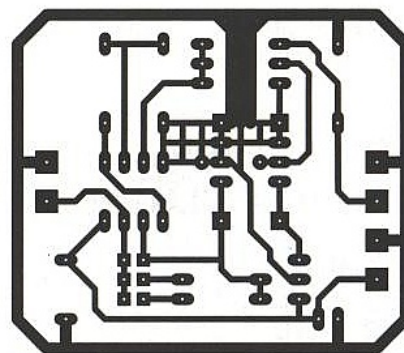


Figure 6 : le CI très simple...

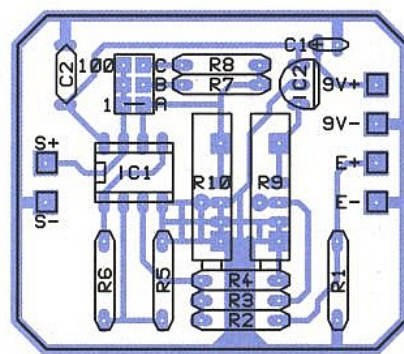


Figure 7 : et son implantation.

Voici donc une occasion pour découvrir l'extrême facilité avec laquelle chacun peut écrire ses propres programmes de pilotage de l'ADC10, sans même forcément se servir des «drivers» fournis plus à titre d'exemples que de routines directement utilisables.

Écrit en Turbo-Pascal, le petit programme de la **figure 8** (ADCSO.N.PAS) est suffisamment rapide pour digitaliser un tiers de seconde de son à une fréquence d'échantillonnage de 11 kHz (sur un 386SX25), l'ADC10 étant connecté à son port d'imprimante LPT2 : (il suffirait de changer les adresses de port pour utiliser LPT1). Bien que très courte, cette durée correspond à celle des innombrables bruits de percussion ou autres qu'il est maintenant fréquent de faire émettre pour un oui ou pour un non au PC, notamment sous WINDOWS.

Habituellement, il faut une carte genre «Sound Blaster» pour digitaliser puis reproduire le son, mais l'ADC10 est un fort honnête digitaliseur tandis que MICROSOFT fournit un «gestionnaire» capable d'assurer la reproduction du son par le haut-parleur standard du PC. L'économie est d'importance !

Seulement, il faut encore convertir le format décimal du fichier «.ROM» issu de la digitalisation dans le format «.WAV» normalisé, seul reconnu par WINDOWS et par les innombrables utilitaires de gestion de son disponibles en shareware, notamment dans les «compilations» sur CD-ROM.

C'est ce que fait le programme BASIC de la **figure 9** (ROMTOWAV.BAS), spécifiquement développé pour nos fichiers «.ROM» monophoniques échantillonnés sur 8 bits à 11 kHz : ne vous attendez pas à pouvoir l'utiliser tel quel pour d'autres usages !

Bien entendu, nos lecteurs adeptes du Turbo-Pascal ou même du C pourront s'inspirer de nos idées pour écrire leur propre application, surtout s'ils souhaitent manipuler des sons plus longs : le matériel suivra sans difficulté.

Patrick GUEULLE

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 3,3M Ω
R2 : 500k Ω
R3,R4, R5,R6,R8 : 1M Ω
R7 : 100k Ω
R9 : 10k Ω multitours
R10 : 22k Ω multitours

Condensateurs :

Cext. : 100nF à 1 μ F
C1 : 10 μ F
C2 : 68nF

Circuits intégrés :

IC1 : LM358
IC2 : TLE 2425 ou 78L05

```

program adcsn;
uses crt;
var t:array[1..32000] of integer;
    f:integer;
    g:integer;
    h:integer;
    i:real;
    j:integer;
    k:integer;
    d:integer;
    a:text;
begin
port[632]:=254;
writeln('presser ENTER');
readln;
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
for h:=0 to 4 do
begin
port[632]:=252;
end;
for g:=0 to 7 do
begin
port[632]:=253;
k:=k+1;
t[k]:=port[633];
port[632]:=252;
end;
for h:=0 to 4 do
begin
port[632]:=254;
end;
end;
port[632]:=2;
clrscr;
writeln('----- TRAITEMENT EN COURS -----');
assign(a,'son.rom');
rewrite(a);
k:=0;
for f:=1 to 4000 do
begin
i:=0;
for g:=0 to 7 do
begin
k:=k+1;
if (t[k] and 128)<>128 then i:=i+(exp((7-g)*ln(2)));
end;
j:=round(i);
write(a,' ',j,' ');
end;
writeln('terminé');
close(a);
end.
(* COPYRIGHT 1994 Patrick GUEULLE *)

```

Figure 8

```

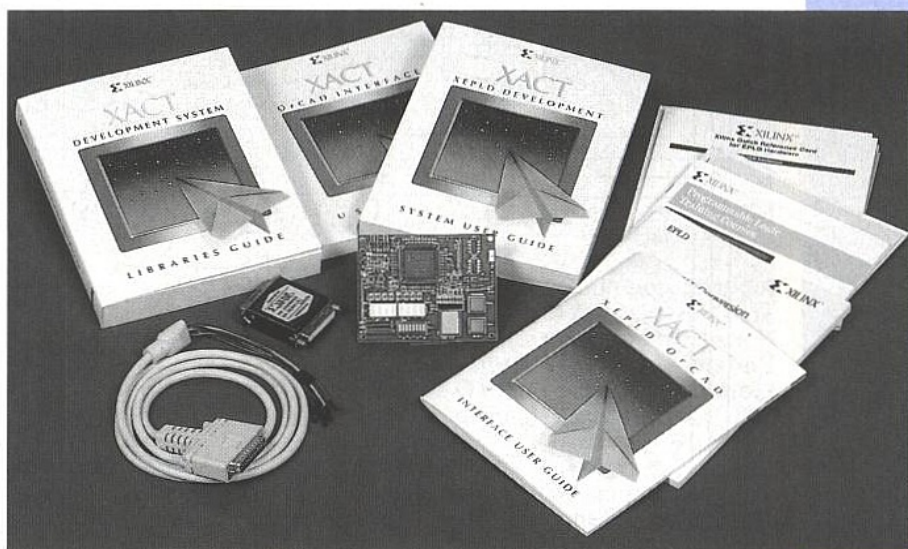
10 REM ---- ROMTOWAV ----
20 CLS:PRINT"Nom du fichier .ROM à convertir en .WAV ?"
30 INPUT R$:B$=R$+".WAV":R$=R$+".ROM"
40 OPEN R$ FOR INPUT AS #1
50 OPEN "R",#2,B$,1
60 CLS:PRINT"---- CONVERSION DE FORMAT EN COURS ----"
70 Z$=CHR$(0)+CHR$(0)
80 Y$=CHR$(16)+CHR$(0)
90 X$=CHR$(17)+CHR$(43)
100 W$=CHR$(1)+CHR$(0)
110 T$="RIFF"+Z$+Z$+"WAVEfmt "+Y$+Z$+W$+W$+X$+Z$+X$+Z$
120 T$=T$+W$+CHR$(8)+CHR$(0)+"data"+Z$+Z$
130 FIELD#2,1 AS A$
140 FOR F=1 TO LEN(T$)
150 RSET A$=MID$(T$,F,1):PUT#2,F
160 NEXT F
170 IF EOF(1) THEN 210
180 INPUT#1,M:M$=CHR$(M)
190 RSET A$=M$:PUT#2,F
200 F=F+1:GOTO 170
210 L=F-9:L$=HEX$(L)
220 IF LEN(L$)<8 THEN 240
230 GOTO 250
240 L$="0"+L$:GOTO 220
250 FOR G=1 TO 4
260 RSET A$=CHR$(VAL("&h"+MID$(L$,9-(2*G),2))):PUT#2,4+G
270 NEXT G
280 L=F-45:L$=HEX$(L)
290 IF LEN(L$)<8 THEN 310
300 GOTO 320
310 L$="0"+L$:GOTO 290
320 FOR G=1 TO 4
330 RSET A$=CHR$(VAL("&h"+MID$(L$,9-(2*G),2))):PUT#2,40+G
340 NEXT G
350 CLS:PRINT R$;" est transformé en ";B$
360 END
370 REM (c)1994 Patrick GUEULLE

```

Figure 9

DÉVELOPPEMENT SUR COMPOSANTS PROGRAMMABLES FPGA XC 4000 ET 3000

Les composants programmables connaissent un développement important dans de nombreux domaines. Outre la puissance apportée par de tels composants, on dispose de facilités de développement des plus



intéressantes. A la suite des articles de présentation sur les composants programmables de type FPGA et notamment ceux de la société XILINX avec la série des XC4000 et des XC3000, nous allons vous présenter un exemple de développement sur ce type de produit. Vous allez ainsi voir les différentes possibilités de la gamme et surtout la facilité avec laquelle elle peut vous aider à réaliser votre projet.

Le développement que nous allons détailler est un exemple de ce qu'on peut faire avec les composants XILINX et surtout de la manière d'opérer. Pour cela, et utilisant le produit que nous vous avons présenté lors d'un article précédent, nous emploierons la version prévue pour l'éditeur de schémas OrCAD.

Celui-ci est largement implanté et permettra à beaucoup de monde de visualiser exactement les différentes démarches. Que les autres se rassurent, le produit est disponible pour un vaste choix de systèmes et d'éditeurs de schémas. Le petit projet que nous allons vous décrire met à contribution le module d'essai livré avec le produit et nous utiliserons comme support, le projet ROLLDICE fourni en exemple. Celui-ci vise à concevoir un petit jeu dans le-

quel un compteur génère rapidement une séquence de nombres et ensuite sur commande l'arrêt de celui-ci avec affichage sur un afficheur 7 segments.

Le matériel disponible :

Le travail de développement que nous allons vous décrire repose sur le matériel fourni avec le système de développement. Celui-ci, outre les logiciels de développement et les différents ouvrages de référence fournis, comporte un module hardware destiné à l'entraînement des futurs développeurs. Ce module peut se connecter directement au PC par l'intermédiaire d'un câble relié à l'imprimante.

Il permet à la suite d'un cycle de développement de configurer le FPGA présent sur le module. On peut observer

sur la figure 1 le schéma du module fourni. On distingue bien la présence d'un afficheur 7 segments, d'une rangée de switches, de boutons poussoir et de LED. Deux oscillateurs RC sont également disposés sur les pattes spéciales du FPGA.

LES DIFFÉRENTES ÉTAPES DU DÉVELOPPEMENT :

L'édition de schéma :

La version dont nous disposons pour évaluation est destinée à être utilisée avec l'éditeur de schéma OrCAD. D'autres versions sont disponibles,

■ *Figure 1 : schéma de la carte fournie.*

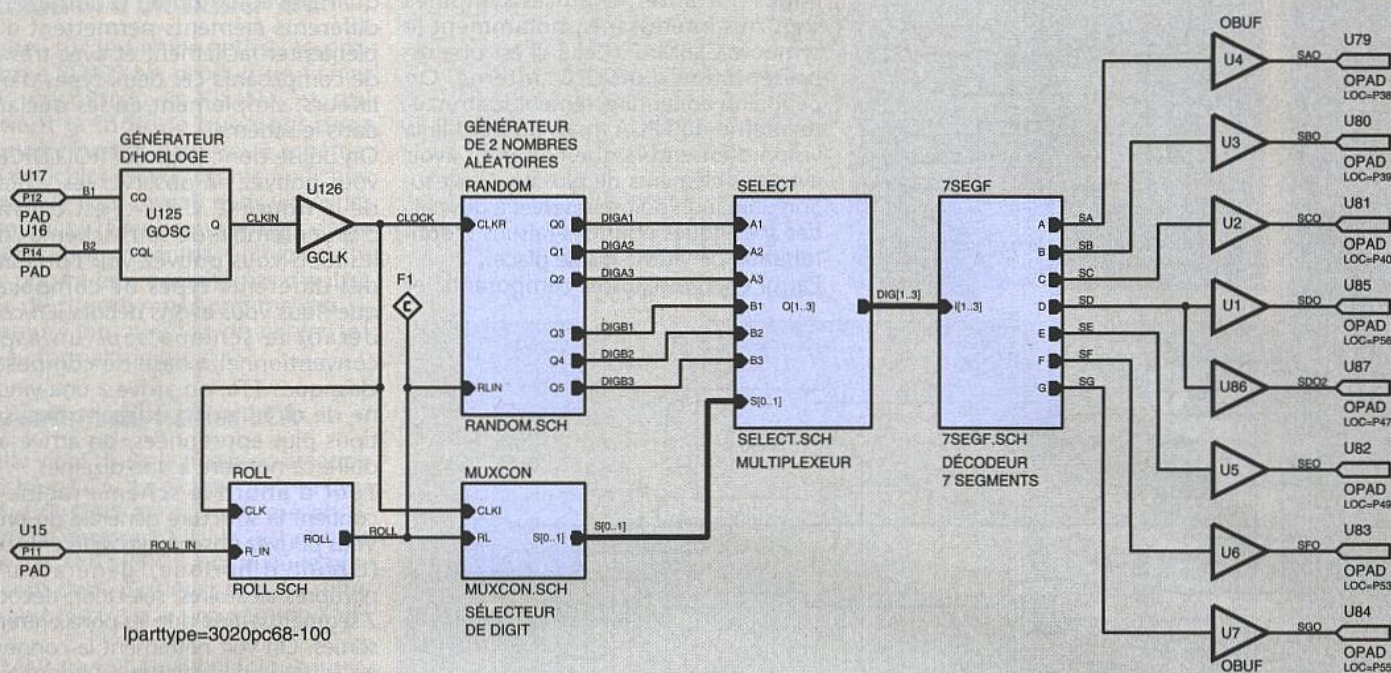


Figure 2 : schéma global de l'application.

pour ainsi dire sur la majorité des éditeurs de schémas du marché, et il existe aussi un éditeur qui permet de gérer directement la structure interne d'un FPGA. Ce programme XDE non livré avec la version présentée permet de router manuellement les ressources internes du FPGA, ceci pour des optimisations de temps et de parcourt des signaux électriques à l'intérieur de la structure. On ne remplacera jamais l'astuce humaine !

Mais cette possibilité nécessite tout de même un important travail et une habitude certaine, et pour notre démonstration nous nous limiterons aux résultats produits par le compilateur XILINX sans aucune modification. Revenons à l'éditeur de schémas et en particulier à OrCAD. Après avoir créé un répertoire de travail comme d'habitude avec OrCAD, il suffit de lancer à l'intérieur le programme XDRAFT avec comme paramètre 2,3 ou 4 suivant que vous voulez utiliser les XC2000, XC3000 ou XC4000. Ce programme modifie la configuration du répertoire courant en y installant les bibliothèques spécifiques à la famille XILINX choisie. Une fois ce travail achevé, on procède à l'édition proprement dite du schéma. Pour cela vous disposez de tous les éléments des bibliothèques XILINX.

En aucun cas, il ne vous est possible d'utiliser les bibliothèques TTL préexistantes ou encore celles que vous avez créées. Les bibliothèques XILINX disposent d'informations supplémentaires chargées de produire les informations nécessaires à la compilation. Ainsi les composants disponibles ont des noms bien spécifiques qui seront repérés à la compilation et traduit en la séquence correspondante. Mais il ne faut pas penser que vous disposez de peu de fonctions : on retrouve dans les bibliothèques disponibles la majorité des composants TTL couramment utilisés, les composants PAL, des éléments comme des compteurs, des bascules, des décodeurs ...

Le schéma s'organise donc autour de ces éléments dont l'utilisation est similaire à celle des composants classiques. L'utilisateur d'OrCAD n'aura donc pas à apprendre de nouvelles habitudes. Les seules différences se situent dans les composants disponibles et pour cela, le manuel de référence des bibliothèques est une véritable source d'inspiration. C'est sur certains éléments que nous allons nous étendre plus précisément, certains d'entre eux étant bien spécifiques à la structure XILINX.

Tout d'abord, et il s'agit d'un point essentiel, la configuration des ports d'entrées-sorties se fait à l'aide de différents symboles que nous allons énumérer. Auparavant un petit rappel sur le type de bloc associé aux ports d'E/S.

A chaque patte d'Entrée/Sortie standard du composant est associé un IOB chargé de définir les caractéristiques du port. Celui-ci peut être de type entrée simple, sortie simple, entrée/sortie, entrée avec registre, sortie avec registre, ou entrée/sortie avec registre. Les possibilités sont donc importantes et pour un tel nombre de possibilités, on retrouve les composants suivants :

- IBUF : Cet élément déclare un port en tant qu'entrée simple. Il isole le port de la structure interne du FPGA. Cet élément doit être connecté à un port physique de type PAD, IPAD ou encore BPAD pour des fonctions 3 états.

- INFF : Cet élément déclare un port en tant qu'entrée avec registre. On dispose de la connexion vers un port de type PAD, IPAD ou BPAD, de l'entrée Clock du registre et de deux sorties complémentaires.

- INLAT : Cet élément définit un port en tant qu'entrée avec latch transparent. Là encore on dispose des mêmes possibilités que pour INFF.

- OBUF : Cet élément définit un port pour une utilisation en sortie simple. Sa sortie

doit être connecté à un port physique de type PAD ou OPAD.

- OBUFT : Cet élément correspond à la version 3 états de OBUF. Il peut être connecté à un port physique de type PAD, OPAD ou BPAD

- OUTFF : Cet élément définit un port de sortie avec registre de sortie. On dispose des entrées données et horloge, et il peut être connecté en sortie à un port physique de type PAD ou OPAD.

- OUTFFT : Cet élément est la version 3 états de OUTFF. Il peut être connecté à un port de sortie BPAD.

- PAD : Cet élément détermine la connexion à un port physique du composant. C'est à dire qu'il détermine quelle est la patte à laquelle sera connectée le signal attaché. En remplissant le paramètre LOCATION on le force à être en telle patte, sinon le cycle de compilation lui attribuera une patte libre.

Forcé un port à une patte donnée est une contrainte de plus donnée au système de développement, il ne pourra pas ainsi faire toutes les optimisations voulues. Une bonne méthode consiste à ne pas fixer de pattes, à observer le résultat obtenu et ensuite à fixer certaines pattes pour essayer d'obtenir le même type de résultat.

- IPAD : Cet élément définit un port physique à utiliser comme PAD mais le détermine aussi pour une utilisation en tant qu'entrée.

- OPAD : idem que IPAD mais pour une sortie.

- BPAD : idem que IPAD mais en version 3 états

- UPAD : Cet élément est utilisé pour référencer les ports qui ne sont pas effectivement disponibles sur le composant. Certains blocs IOB ne sont en effet pas connectés à une patte du composant, ceci pour des raisons de disponibilité.

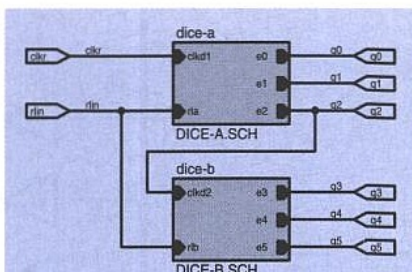


Figure 2 b : 2 fois le générateur aléatoire sur 3 bits.

lignes flottantes. D'autres symboles sont très intéressants, notamment le symbole CLBMAP. Celui-ci est une représentation d'un CLB* interne. On peut ainsi éditer directement la structure interne du FPGA, mais on perd là la vision d'ensemble que l'on peut avoir avec des éléments de plus haut niveau. Son utilisation doit se réserver à des parties spécifiques pour des raisons d'optimisation de vitesse ou de place. Parmi encore d'autres composants, et

quartz avec un buffer d'horloge. Ces différents éléments permettent d'implémenter facilement et avec très peu de composants ces deux types d'oscillateurs, simplement en les déclarant dans le schéma.

On utilise donc le projet ROLLDICE, et vous pouvez en observer les schémas de la figure 2. Celui-ci est constitué d'un ensemble de sous-schémas dans lesquels vous pouvez voir l'utilisation des différents types de composants que nous vous avons décrits. En considérant le schéma sous un aspect conventionnel à base de composants classiques TTL, on arrive à une vingtaine de circuits. En utilisant des fonctions plus appropriées, on arrive à réduire ce nombre à une dizaine.

Tout d'abord le schéma racine qui contient la structure générale du projet. Vous pouvez observer les différents blocs (circuit d'horloge, générateur de nombres aléatoires, sélecteur, décodeur 7 segments) ainsi que les ports entrées et sorties. On voit nettement la connexion en sortie vers l'afficheur 7 segments à l'aide des OPADs et OBUFs, tandis que les entrées se servent des IPAD.

Sur le schéma du générateur de nombres aléatoires, vous avez un exemple de l'utilisation de fonctions logiques standards telles que des portes, des bascules...

Ceux qui ont l'habitude d'utiliser OrCAD constateront que, à part les composants qui ont un aspect et un nom différent de ceux présents dans la configuration d'origine, c'est exactement le même type de schéma. Il n'y aura donc pas de grosses difficultés d'adaptation.

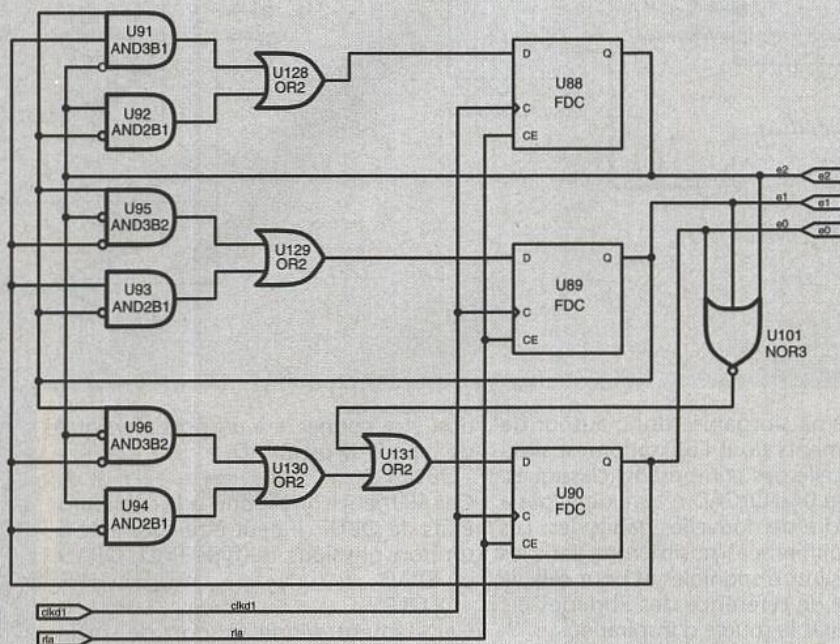


Figure 2 c : générateur aléatoire A sur 3 bits (logique combinatoire + bascules).

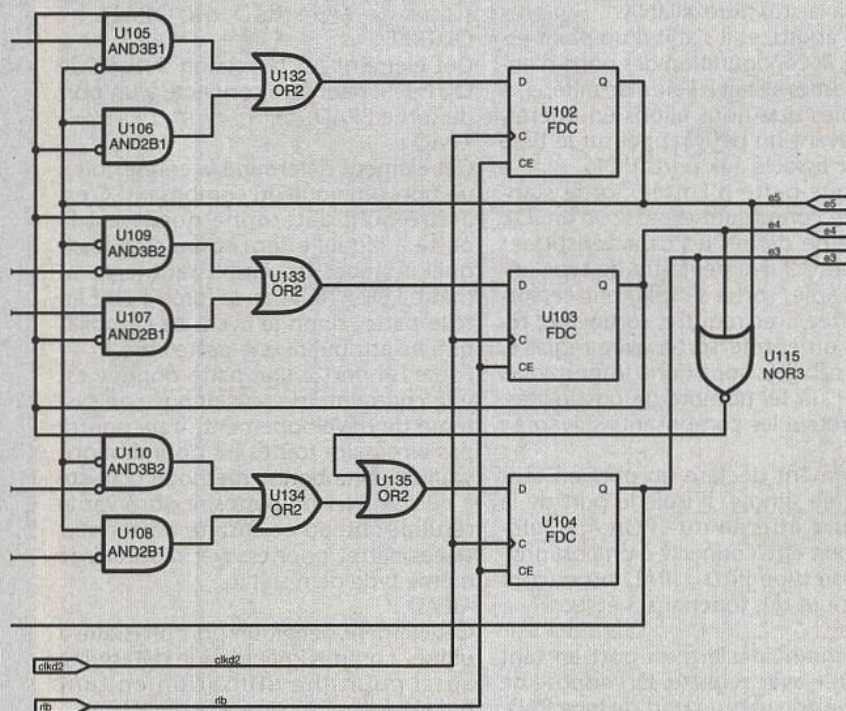


Figure 2 d : générateur aléatoire B sur 3 bits (logique combinatoire + bascules).

- PULLUP

Cet élément permet de forcer à l'état haut une ligne flottante. Sur les XC3000, seuls les composants IPAD peuvent y être attachés, tandis que sur les XC4000 les types OPAD et BPAD peuvent y être rattachés pour forcer des

il y en a !, on peut citer les macros destinées à produire des oscillateurs. On en dispose de trois types, GOSC qui se satisfait d'un réseau RC sur un port pour produire un oscillateur simple, OSC pour un oscillateur à quartz et GTXL qui détermine un oscillateur à

Le cycle de compilation :

Une fois le schéma établi, on rentre dans la phase de compilation du projet. Pour cela on dispose de deux moyens: soit exploiter un par un les différents programmes fournis soit lancer l'utilitaire XMAKE qui se chargera de le faire pour vous. Nous allons décrire les différentes étapes, mais la majorité utilise la version automatique. Les diverses opérations que nous allons détailler sont donc faites par XMAKE sans que vous ayez à vous en soucier.

L'annotation

Le schéma entré, il faut que chaque élément ait une et une seule référence bien définie. On lance donc l'annotation du schéma et on utilise pour cela le programme fourni avec OrCAD. Le schéma obtenu contient alors tous les éléments référencés différemment pour pouvoir être traduits par le programme suivant.

La création d'un fichier netlist

Sur le résultat de l'annotation, le programme INET, appartenant à OrCAD, va traduire l'ensemble des schémas en un fichier netlist contenant toutes les connexions nécessaires et toutes les références aux composants XILINX.

*Configurable Logic Block.

La création d'un fichier XNF

Ensuite, sur le fichier netlist, le programme SDT2XNF produit un fichier XNF, spécifique à XILINX et qui contient la logique que vous avez voulu représenter dans votre schéma. Ainsi ce fichier est vu comme un fichier logique de haut niveau dans lequel les informations telles bascules, décodeurs et autres sont présentes. Ce type de fichier pourra être exploité par d'autres types de programmes comme des simulateurs logiques via un convertisseur au format idoine.

La création du fichier LCA

Ensuite vient toute la phase de création de fichier LCA. Le fichier .sch provenant d'OrCAD est transformé en fichier XNF propre à XILINX, est ensuite traité par XNFMERGE au cas où le projet serait dans plusieurs fichiers différents, est testé par le programme XNF-DRC.

XNFMAP traduit alors la logique interne à un fichier XNF en une suite de composants de type CLB, IOB convenablement configurés.

Enfin MAP2LCA produit le fichier avec les CLBs et IOBs destinés à un type donné de la famille XILINX. Cette étape ne comporte encore que le «chevelu» comme sur un routage classique. Le routage entre les différents CLBs et IOBs, ainsi que le placement de ces divers éléments est alors effectué par le programme APR. On peut forcer le placement à certaines places spécifiques, forcer certains nets à être plus prioritaires par rapport à d'autres, ainsi que tout un ensemble d'autres contraintes.

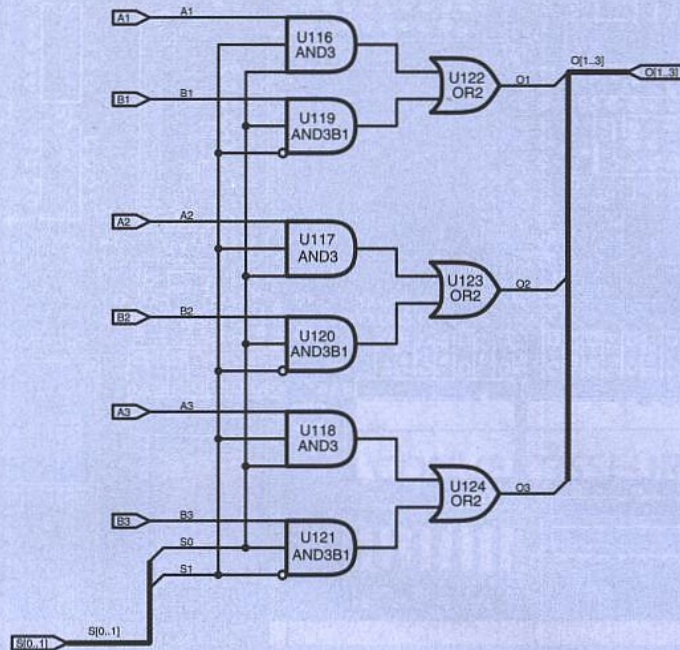
Ces contraintes sont souvent nécessaires par exemple pour produire un FPGA susceptible de se placer dans une carte déjà existante, mais là encore les performances de placement et de routage peuvent être dégradées. Le fichier LCA regroupe alors toutes les informations nécessaires pour pouvoir programmer le FPGA. Par contre il ne peut être transféré sous cette forme.

La création du fichier BIT ou EPROM

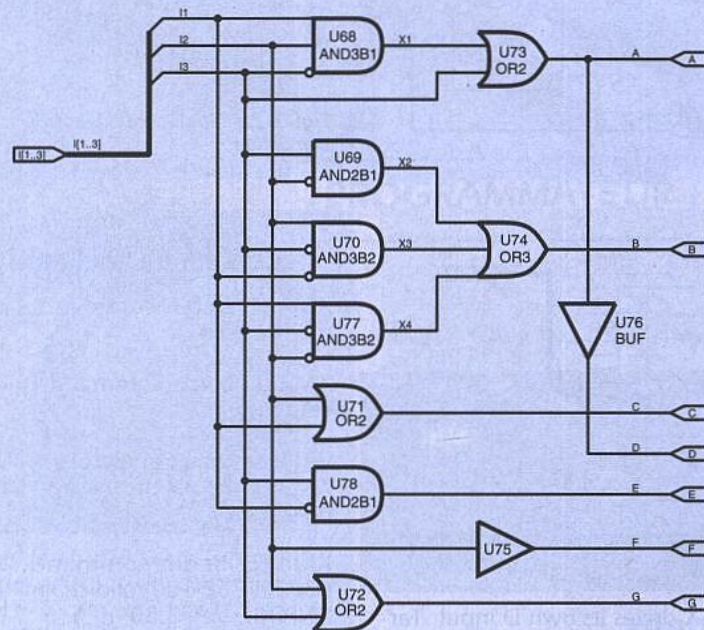
Cette étape permet de traduire le fichier LCA qui regroupe les informations logiques ainsi que les ressources et le placement de celles-ci dans votre projet, en un fichier .bit qui contient le flux de bits nécessaire à la programmation du FPGA. On utilise le programme MAKEBIT. Si on a besoin de la version PROM, on peut utiliser le programme MAKEPROM mais à la suite de MAKEBIT sur un fichier .bit.

Le résultat

Comme indiqué sur le rapport de compilation, tout cet ensemble de composants a utilisé 18 des 64 CLBs disponibles dans un XC3020 et 11 des 54 ports de sortie. Une section APR (non représentée) - Automatic Place Route - détaillent les statistiques de placement.



■ Figure 2 e : multiplexeur 2x3 bits (logique combinatoire).



■ Figure 2 f : décodeur 7 segments (logique combinatoire).

La vérification

De par la structure particulière d'un FPGA et surtout du temps de propagation différent entre les différents blocs, il se peut que le routage ait introduit des possibilités d'erreur. Comme on l'a déjà exposé dans un précédent article, certains signaux sont déphasés entre eux et lorsqu'ils arrivent par exemple à une bascule, le signal d'horloge peut arriver après la ligne donnée. Pour cela, un programme XDELAY, fourni dans le produit, permet de placer des informations temporelles dans le fichier LCA. D'autres programmes tels LCA2XNF et BAX permettent de récupérer ces informations dans un fichier XNF. Ensuite si on possède un simulateur logique (comme VST pour OrCAD) on peut visualiser les différents

timings en chaque point du schéma. Voyons le résultat de ce que donne XDELAY dans son fichier rapport :

Xdelay timing analysis options :

From all.

To all.

Worst case Pad to Pad path delay : 46.1ns (1 block level)

Pad «B1» (P12) to Pad «B1» (P12.T)

Clock net «DIGA3» path delays :

Clock to Pad : 59.4ns (2 block levels) (Assuming external output margin of 0.0ns.)

Clock to Q, net «DIGB2» to Pad «SDO» (P56.O)

Clock to Setup (same edge) : 14.9ns (0 block levels)

Clock to Q, net «DIGB1» to FF Setup (D) at «DIGB3.A»

Target FFX drives output net «DIGB3»

Target FFY drives output net «DIGB2»

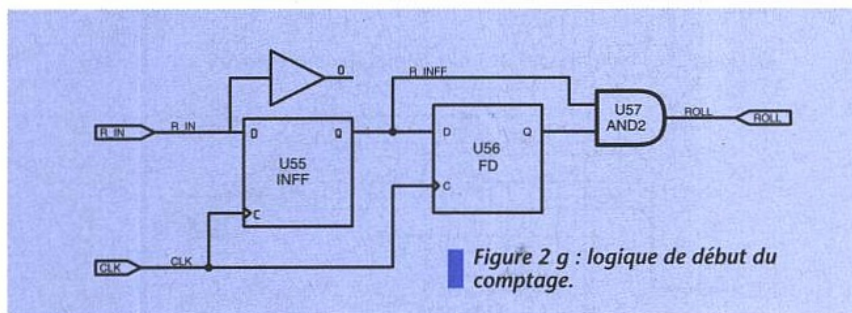
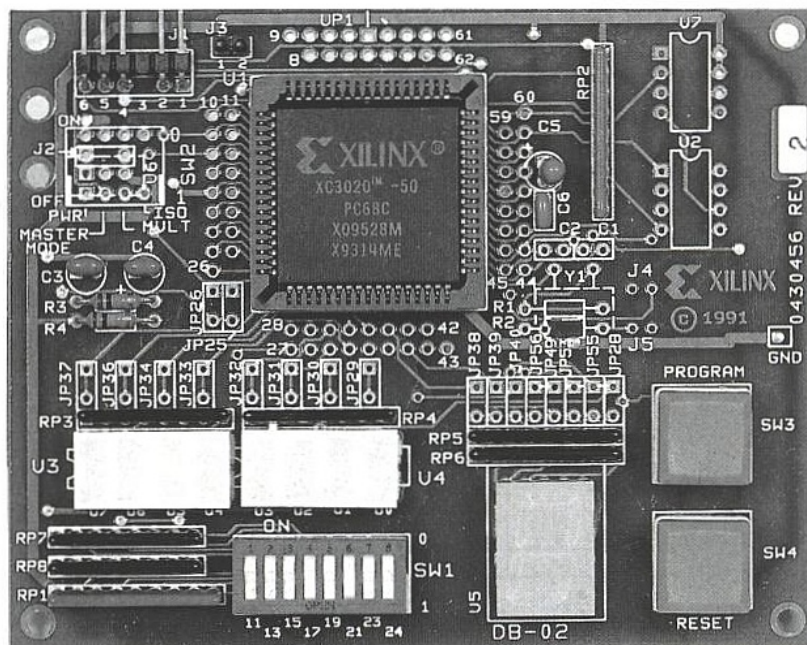


Figure 2 g : logique de début du comptage.

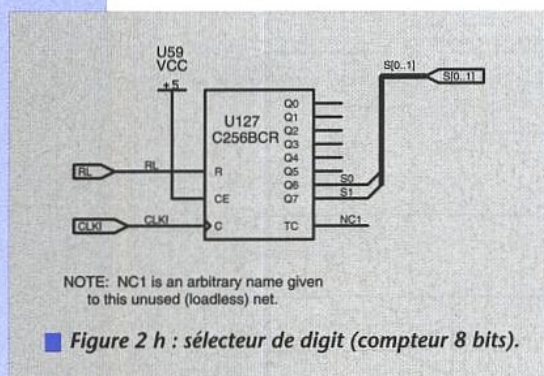


Figure 2 h : sélecteur de digit (compteur 8 bits).

Target FFX drives its own D input Target FFY drives D input to FFX driving net «DIGB3»
Target FFX drives D input to FFY driving net «DIGB2»
Minimum Clock Period : 59.4ns
Estimated Maximum Clock Speed : 16.8MHz

Sans précautions particulières, le résultat est honorable, mais de fortes améliorations sont possibles en spécifiant par exemple pour les signaux d'horloge des contraintes particulières. Mais là il faut commencer à bien connaître les FPGA et à étudier le routage avec plus de soins.

Finalement, et pour en voir le résultat physique, nous allons transférer le programme sur le petit module de test. Pour cela on connecte le câble DOWN-LOAD sur le port parallèle du PC et ensuite à l'aide du programme XCHECKER on spécifie le projet à tester. Après un reset du FPGA, qui se met en mode programmation, on a à l'écran Programming qui apparaît et à la suite d'une bonne programmation, le mes-

sage «done signal now high» apparaît à l'écran. On peut enfin jouer ! Et ça marche !

Conclusion :

Les composants programmables sont en expansion, et on comprend pour-quoi !

Il y a une facilité d'emploi dans ce type de composants que l'on ne retrouve nulle part ailleurs.

Il suffit de quelques modifications sur un schéma pour modifier une carte déjà existante et ce d'autant que la configuration du circuit tient sur EPROM et que donc le circuit lui-même est réexploitable. Bien sûr le parfait contrôle de ce type de composant dans ses moindres recoins requiert parfois d'aller plus loin que l'édification d'un schéma.

L'expérience vous montrera vite ses possibilités et ce que vous pourrez en faire. Mais globalement pour le temps passé et le résultat obtenu, il n'y a pas à hésiter. Il y a quelque part une sensation de toucher les composants de demain, surtout qu'ils ne cessent de s'améliorer.

Nous vous réservons donc pour les mois à venir quelques exemples d'application très, très intéressants.

P. de CARVALHO

Résumé de la compilation et exemple de résultat obtenu.

XMAKE: begin command «annotate rolldice.sch»

.....
XMAKE: begin command «inet rolldice.sch»

.....
WritenList: complete
XMAKE: begin command «sdt2xnf -x rolldice.inf»

XMAKE: begin command «xnfdrc -p3020PC68-100 rolldice.xnf»

XNFDRC Ver. 3.30
Reading file rolldice.xnf...

Checking network for design errors...
Warning 504 : All of the external outputs in this design are using slew-rate-limited output drivers.

The delay on speed critical outputs can be dramatically reduced by designating them as fast outputs in the schematic.

Warning 511 : More than 5 I/O locations are constrained in this design using the LOC parameter.

This may make the design more difficult to route.
Report information written to file rolldice.drc.

XMAKE: begin command «xnfdmap -p3020PC68-100 rolldice.xnf»

XNFDMAP Ver. 3.30 Reading file rolldice.xnf...

Checking network for logical errors...
WARNING 277: No load pins on signal «MUXCON/NC1».

Phase 1: Checking for unused/disabled logic...

5 unnecessary inverters/buffers removed.

1 disabled or unused symbols removed.

1 sourceless or loadless signals removed.

(See file rolldice.crf for listing of removed symbols/signals.)

Assigning logic to LCA elements...
Preparing GUIDE file...

Phase 2: Checking for unused/disabled logic...

DÉSIGN SUMMARY:
Part type=3020PC68-100

18 of 64 CLBs used
11 of 58 I/O pins used

0 of 6 internal IOBs used
0 of 16 internal three-state signals used (0 TBUFS used)

15 CLB flipflops used
Total number of WARNINGS generated during mapping = 1.

Total number of ERRORS generated during mapping = 0.

XMAKE: begin command 'map2lca -p3020PC68-100 rolldice.map'

MAP2LCA Ver. 3.30
Checking network for logical errors...

Assigning logic to LCA elements...
SUMMARY: Part type=3020PC68-100

18 of 64 CLBs used
11 of 58 I/O pins used

0 of 6 internal IOBs used
0 of 16 internal three-state signals used

Design written to file rolldice.lca (APR constraints in rolldice.scp)

MINI GÉNÉRATEUR BF AVEC TONE BURST

La maquette que nous

vous proposons de

construire ici est sans

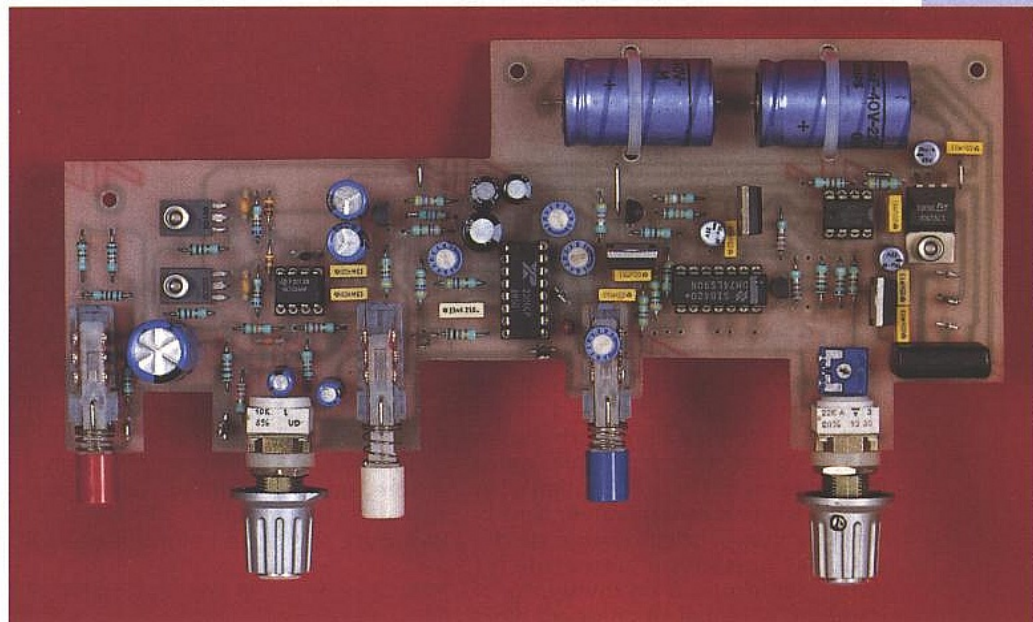
grandes prétentions, mais

d'une telle simplicité

qu'on dirait un devoir de

vacances ! Pourtant elle

est en mesure de rendre



de nombreux services pour les mesures audio : - Générateur BF de 20 Hz à

20 kHz, sinus - triangles, - Niveau de sortie : +10 dBV dans 600 Ohms, - Option

tone burst avec des cycles de salves de 1/2, 4/10 et 2/10 - Modulation AM de

-20 ou -50 dB, - Atténuateur de 20 dB, - Sortie synchro, - Commande de porte

extérieure.

Les mesures faites en audio à partir de formes «stables» telles que sinusoïdes, triangles, carrés, sont indispensables mais bien éloignées de la réalité d'exploitation. A part une belle nappe de synthé registre flûte, rares seront les cas où ces méthodes de mesure approcheront la vérité des modulations à traiter, et leur phénoménale complexité.

Tout le monde a été confronté un jour ou l'autre à un test d'amplificateur considéré correct aux mesures classiques, et qui s'avérait décevant en régime dynamique.

Ceux qui ont connu l'arrivée sur le marché des premiers pianos électriques doivent se rappeler que le tri des amplis (et HPs) capables de les restituer correctement était vite fait ! Certains constructeurs ont alors étudié des systèmes dédiés à ces machines, mais on reconnaissait déjà dans le parc existant des modèles qui se différenciaient totalement de la concurrence par un son plein et une absence de saturation (fort désagréable sur ce type d'instrument). On peut dire que YAMAHA faisait partie des très rares amplis capables de restituer correctement une dynamique terrible, tout en offrant la puissance escomptée.

Le principe de certains de ces claviers consistait à charger au repos une capa et à la décharger brutalement pour ouvrir plein pot la porte d'un oscillateur. Le decay quant à lui était assuré par un transfert de charge sur un bus spécifique. On peut imaginer alors l'impact d'un tel traitement sur la chaîne d'amplification et de reproduction, sans limiteur...

Des schémas très simples permettent de simuler de telles attaques déclenchées manuellement ou automatiquement, toutefois l'interprétation des résultats n'est pas aisée, surtout si on ne dispose pas d'un oscilloscope à mémoire.

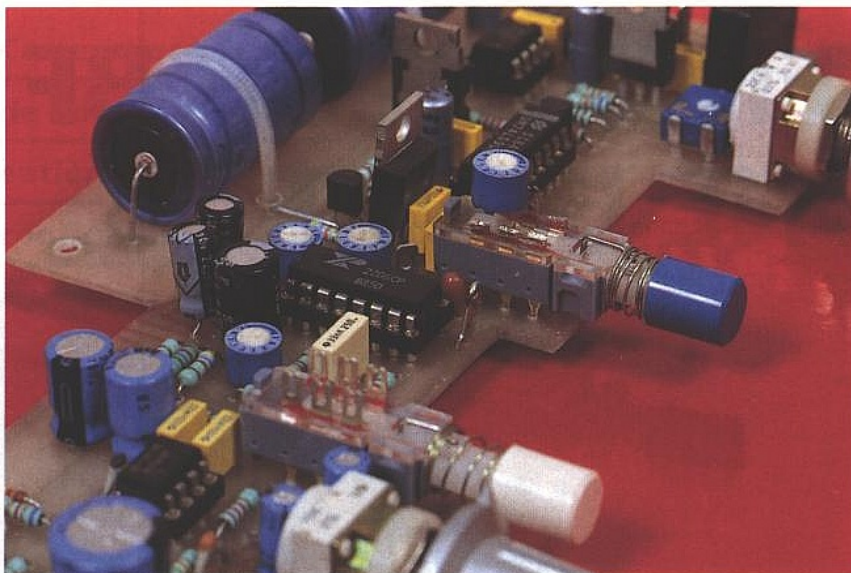
En effet, les formes obtenues ne sont pas rigoureusement reproductibles et si les attaques sont brèves et franches, le retour se fait quant à lui en douceur, ce qui ne permet pas d'analyser les phénomènes de mémoire (instabilité des polarisations).

Une méthode plus traditionnelle fait appel à un générateur de salves, connu sous le nom de tone burst. C'est en fait souvent une option des générateurs (appelée modulation AM, en complément de la modulation FM ou glissante -SWP-), mais rien n'interdit d'envisa-

ger un circuit annexe raccordable à un générateur existant.

Cette modulation d'amplitude qui nous intéresse peut être commandée par toutes les formes d'ondes classiques. Toutefois les salves les plus faciles à exploiter sont celles pilotées par des signaux carrés, synchronisés sur le signal source de telle sorte que des périodes complètes de ce dernier soient parfaitement isolées.

Ayant décidé de se construire un petit appareil complet (à générateur incorporé), facile à déplacer et ne risquant pas grand chose sur le terrain (donc peu coûteux), l'auteur s'est alors penché sur la littérature de ses confrères, espérant trouver un produit conforme à ses besoins. En vain : les réalisations étaient soit beaucoup trop complexes et importantes (générateurs performants AVEC option tone burst), soit sous forme d'accessoires à ajouter à un générateur déjà en place. Après avoir néanmoins maqueté quelques formules, il s'est avéré que le problème n'était pas aussi simple que son principe pouvait laisser paraître, et de nombreux défauts étaient à traiter pour que l'objet soit utilisable, même si ses prétentions restaient modestes.



Principe

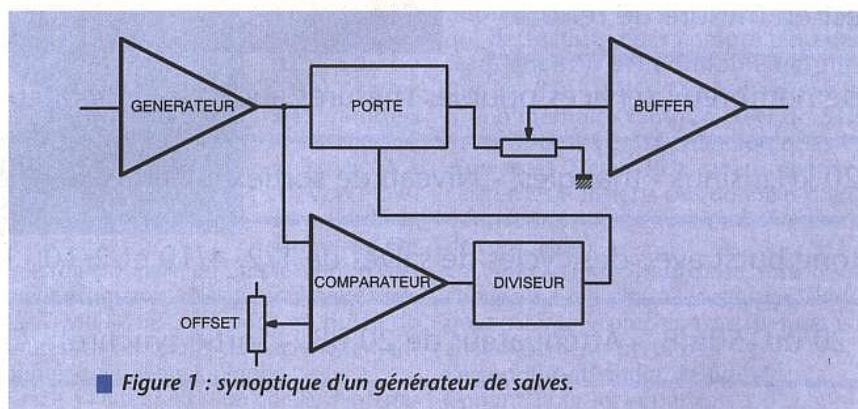
La **figure 1** présente le synoptique d'une telle machine. La sortie d'un générateur est confiée à une porte audio, avant d'être rendue accessible (après dosage de niveau et bufférisation). Les signaux issus de ce générateur sont livrés à un comparateur chargé de détecter les passages à zéro et de les rendre conformes à un diviseur programmable, lequel se chargera alors d'ouvrir ou non la porte pendant un temps donné, ceci en synchro totale (par définition) avec le signal source. On peut difficilement faire plus simple, et suivant le rapport du diviseur, on obtiendra alors des plages de cycles au maximum de niveau, séparées soit par des zones de silence (relatif...), soit par des trains de modulation de même fréquence, mais atténués en général au 1/10 (-20 dB).

Si nous parlons de «silence relatif», c'est que la porte doit être excessivement performante pour obtenir des at-

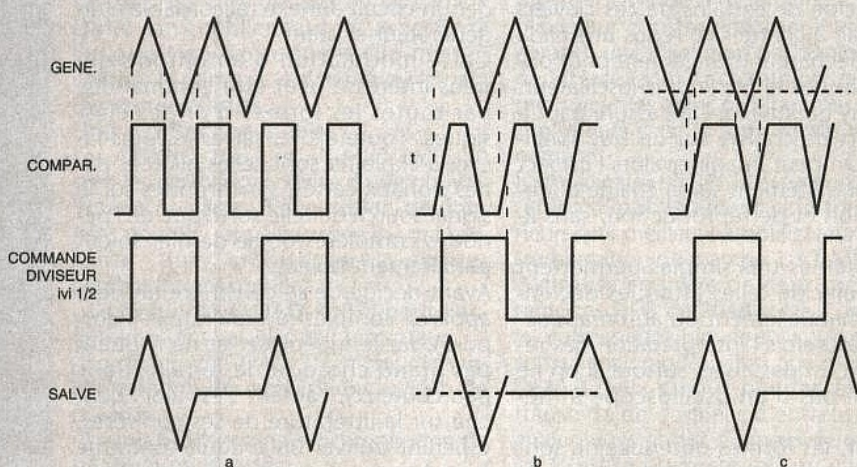
te dans le cas présent : 50 dB devraient largement suffire pour évaluer les performances dynamiques d'un système, tout du moins dans un premier temps ! Bien d'autres problèmes sont à résoudre si l'on veut obtenir un signal propre, sur la plus grande partie possible de la bande audio.

La **figure 2** illustre celui qui nous a

1/2 on recueille une période au maxi, une période de silence etc.. Bien entendu, suivant le rapport affiché au diviseur, on pourra par exemple prélever 4 périodes actives pour 6 de silence (4/10) ou encore 2 actives pour 8 de repos (2/10), voire tout autre rapport. On constate que pour ce faire, dans l'idéal, le comparateur devrait simplement avoir pour référence le zéro volt si le signal est centré sur cette valeur, ce qui est le cas ici. Mais ce qui est valable pour des fréquences basses ne l'est plus dès que l'on atteint 2 ou 3 kHz et se dégrade progressivement plus la fréquence s'élève. Le dessin 2b montre ce défaut (amplifié) et ses conséquences: le temps d'établissement d'un comparateur ordinaire fait - si on admet le basculement pour le diviseur à la demi-tension - que la porte ne s'ouvrira qu'après un temps t (de plus en plus grand quand la fréquence augmente), idem à la fermeture. D'où retard à l'allumage et à l'extinction qui - bien que remis en forme dans le diviseur - se traduit par un découpage incorrect de la période «maxi», comme on peut le voir au bas du dessin. Un tel signal, même s'il peut se rencontrer en sortie d'un synthétiseur, n'est pas idéal



■ Figure 1 : synoptique d'un générateur de salves.



■ Figure 2 : la génération des salves et ses problèmes.

ténuations supérieures à 50 dB dans un temps très court (fermeture), ainsi que dans le sens inverse c'est à dire à l'ouverture.

Nous verrons deux solutions, dont une permet d'envisager jusqu'à plus de 70 dB d'atténuation. Toutefois, ce n'est pas celle que nous avons retenue, car trop coûteuse et sans grand intérêt

posé le plus de tracas. En 2a on peut voir ce que l'on souhaite obtenir, en théorie : une parfaite reconnaissance des zéros par le comparateur permet de transmettre au diviseur des basculements exactement synchrones avec le signal source, donc d'extraire des salves conformes à nos désirs. Dans le cas présent, la division étant de

pour surveiller le comportement d'un amplificateur dans les zones critiques dynamiques, soit attaques et retours autour du zéro.

A ce sujet, et sous forme de petit intermède, nous convions le lecteur à écouter le son d'un tel générateur.

Qui ne l'a jamais fait sera étonné du résultat, c'est certain ! Sans dévoiler totalement la fin du film, il sera bon d'écouter la fréquence originelle AVANT de passer en salves, pour bien comprendre les effets tendant à donner l'impression (dans le cas précis de la figure 2a soit 1/2), de la transposition d'une octave... On n'en est en effet pas loin et il faudra en tenir compte dans un système filtré.

La salve n'a rien à voir avec la méthode que l'auteur appelle «note de piano» (qu'elle soit électrique ou mieux encore issue d'un instrument acoustique) et l'entrée EXT permettra de s'en approcher.

Toutefois, de tels générateurs diaboliques (on peut également penser à la caisse claire) mériteraient d'être étudiés attentivement, car pour avoir la chance de faire des écoutes comparatives d'amplificateurs de sonorisation réputés et de grande puissance sur des enceintes de qualité, il s'avère souvent

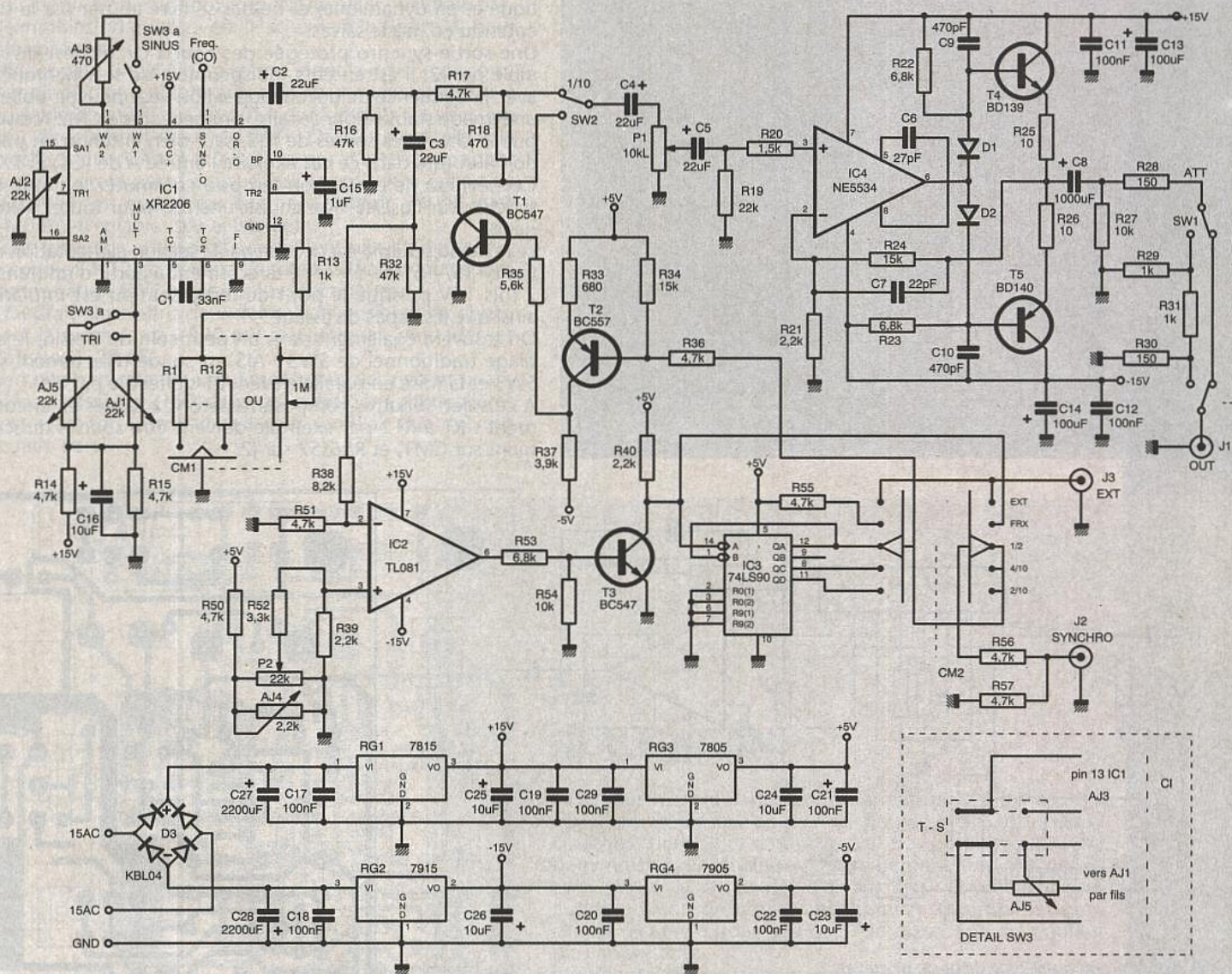


Figure 3 : le schéma de notre petit générateur.

qu'on en vient à se demander si ils sont bien raccordés à la même source ! Sans faire dans «l'audiophilie extrême», avec quelques amis nous nous réunissons parfois dans une salle de spectacle afin de comparer - tout aspect commercial exclu - diverses machines du commerce (et pas des moindres). Ces expériences conduisent parfois à douter de TOUT, alors que les mesures au labo n'indiquent à priori que des divergences minimes, sans aucun rapport avec les résultats d'écoute. Effrayant, consternant ? Choisissez, mais en tout cas bien réel.

Tout ceci pour dire que les mesures sont très utiles, mais qu'à l'évidence on n'a pas encore fait le tour de la question, puisqu'au bout du compte l'écoute reste la seule méthode permettant à ce jour de percevoir des différences non mesurables.

La recherche dans ce domaine est passionnante mais épuisante si on en croit les spécialistes penchés sur le sujet. Certains d'ailleurs poussent leurs investigations au moyen de formes d'ondes torturées afin de s'approcher au plus près de la réalité musicale, voire envisagent des salves de sources laser ! C'est à notre avis une excellente démarche qui mérite le détour.

Aussi avons nous ajouté une possibilité supplémentaire à TBMARC : une commande de porte extérieure permettant d'injecter tout type de forme et particulièrement des impulsions. Nous en reparlerons au chapitre IDEE.

Revenons à notre «défaut» lié au comparateur pour l'essentiel. A noter que nous l'avons constaté sur de nombreuses maquettes câblées à partir de schémas divers et soigneusement affûtées, voire sur des appareils du commerce. Une belle photo à 400 Hz est facile, à 15 kHz c'est pas joli, joli.. Il fallait donc chercher un moyen permettant à faible coût d'en absorber les effets. La solution la plus simple que nous ayons trouvée a été de déporter le seuil de comparaison au moyen d'un réglage d'offset sur le comparateur, comme le montre la figure 2c. Ce dernier permet d'anticiper la commande du diviseur en «allant chercher» un point de déclenchement AVANT le zéro du générateur, de telle sorte que le diviseur se retrouve en synchro avec le «vrai» zéro.

On conçoit bien alors que cette opération n'est pas sans limite et que le rapport cyclique idéal du comparateur en prend un «vieux coup» comme le montre le dessin, mais cet artifice permet de retrouver des salves correctes

jusqu'à 20 kHz avec des composants ordinaires (TL081 en comparateur). Toutefois il ne faudra pas pousser le bouchon trop loin car le décrochage sera alors assuré, le diviseur sera bloqué et la salve inexistante !

L'astreinte sera alors de régler un potentiomètre d'offset (ou symétrie) afin d'obtenir des salves de périodes pleines à toutes les fréquences. Pour l'anecdote, entre une salve b et c, un oscillo c'est bien mais un casque en sortie n'est pas mal non plus.. N'importe qui - à l'oreille uniquement - sera en mesure de parfaire l'offset aux fréquences graves (ou médium) sans l'aide d'un scope, par la suppression des harmoniques indésirables : c'est aussi flagrant qu'un battement zéro.

Schéma

Ce dernier est donné figure 3. En haut à gauche on aura identifié un bon vieux XR2206 dans sa mise en oeuvre la plus traditionnelle.

Seuls les signaux triangulaires et sinusoïdaux ont été retenus. Des salves de signaux carrés ne nous ont pas semblées utiles et si le besoin s'en faisait sentir une réalisation logique serait



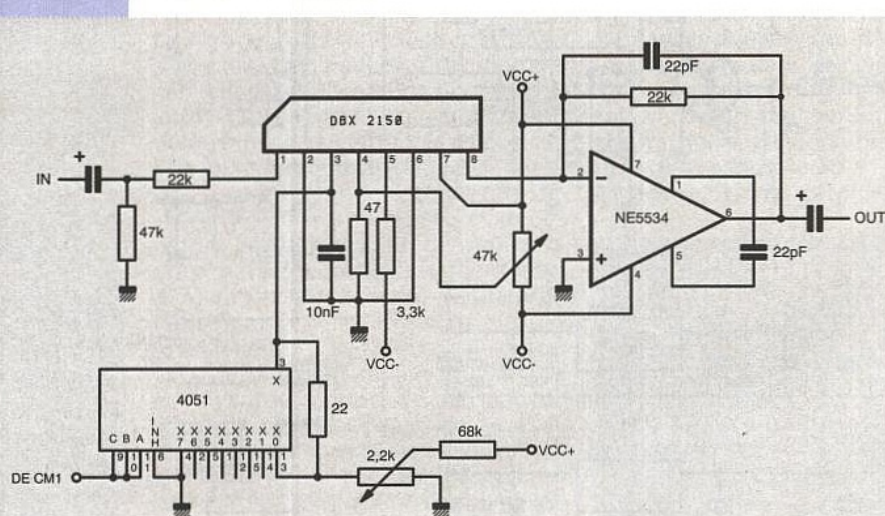
ne serait-ce que pour comparer le comportement en statique et en dynamique; et ne pas se faire abuser par le son entendu en mode salves.

Une sortie synchro protégée des courts-circuits est disponible par J2. Il est en effet indispensable de se synchroniser avec la fréquence de découpage si l'on veut pouvoir obtenir une image stable. Pour se faire, une section de CM2 redistribue le choix des sorties de IC3, sauf bien entendu en position FRX (qui dans ce cas exploite l'entrée A de IC3) et EXT. Ceci évitera de passer son temps à commuter le mode de synchro sur l'oscillo : on choisit une fois pour toutes «extérieur».

Le reste du schéma est occupé par la section alimentation offrant +15/-15/+5/-5V et ce directement à partir d'un transfo 2 fois 15V puisque le pont de redressement est implanté ainsi que les capas de lissage.

On trouvera également dans un petit coin du dessin, le câblage traditionnel de SW3 : AJ5 est soudé directement sur SW3 et la mise en parallèle avec AJ1 s'effectue par fils.

A ce sujet, d'autres composants seront à câbler extérieurement : R1 à R12 par exemple doivent être soudés directement sur CM1, et R56/57 sur J2.



■ Figure 4 : un autre type de porte de salves

nettement plus performante. Pour l'instant les spécialistes s'accordent à préférer les salves sinus comportant des atténuations de 20 dB, toutefois les triangles sont bien utiles pour détecter un début d'écrtage.

Une double commutation par SW3 permet d'égaliser les amplitudes de ces formes en réduisant les triangles par mise en parallèle de AJ4 sur AJ1. Pour faire varier la fréquence, le choix a été laissé à des plots ou à un potentiomètre.

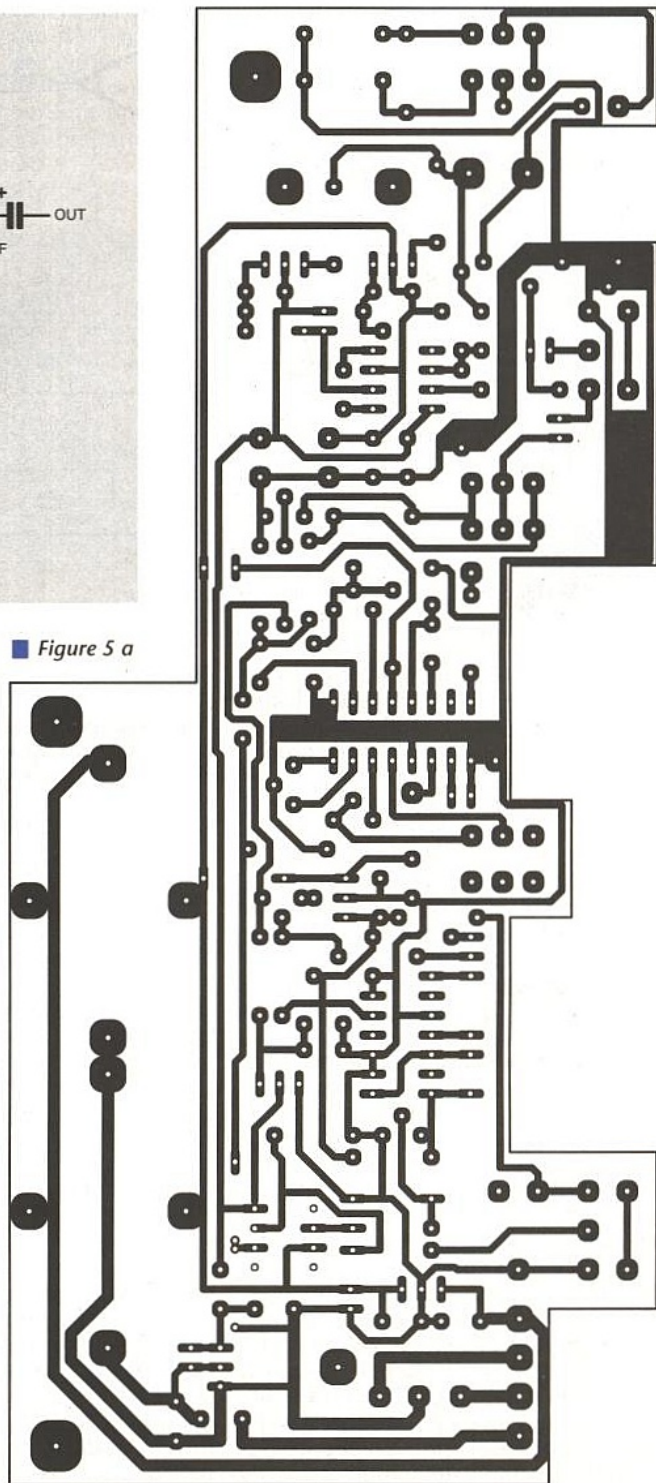
Si l'on veut évoluer d'une vingtaine de Hertz à 20 kHz, C1 de 33 nF et un potentiomètre de 1M Ω (avec le talon R13 de 1,5k Ω) conviendront parfaitement, surtout si on peut trouver une courbe antilog pour P. Dans notre cas, un commutateur à 12 plots du genre Lorlin sera préférable, car ainsi nul besoin de fréquencemètre à ajouter pour savoir où on en est.

La sortie de IC1 (broche 2) part dans deux directions. Tout d'abord vers l'atténuateur R17/18 et la porte T1. SW2 comme on peut le constater permettra de choisir le taux d'atténuation des plages douces. Suit alors P1 et le buffer de sortie, terminé par un atténuateur de 20 dB commutable par SW1.

La seconde exploitation du signal original est la liaison au comparateur IC2 sur son entrée inverseuse. L'entrée non inverseuse est dotée du potentiomètre de symétrie, dont l'excursion est bridée par AJ4.

L'étage suivant (T3) se charge de mettre en forme les basculements du comparateur au standard TTL, afin de pouvoir attaquer la décade IC3. Le commutateur CM2 permet alors de sélectionner trois des sorties du 7490 mais également de bloquer la commande de porte T2 en position FRX ou de l'asservir à EXT. FRX présente l'avantage de récupérer la fonction générateur classique,

■ Figure 5 a



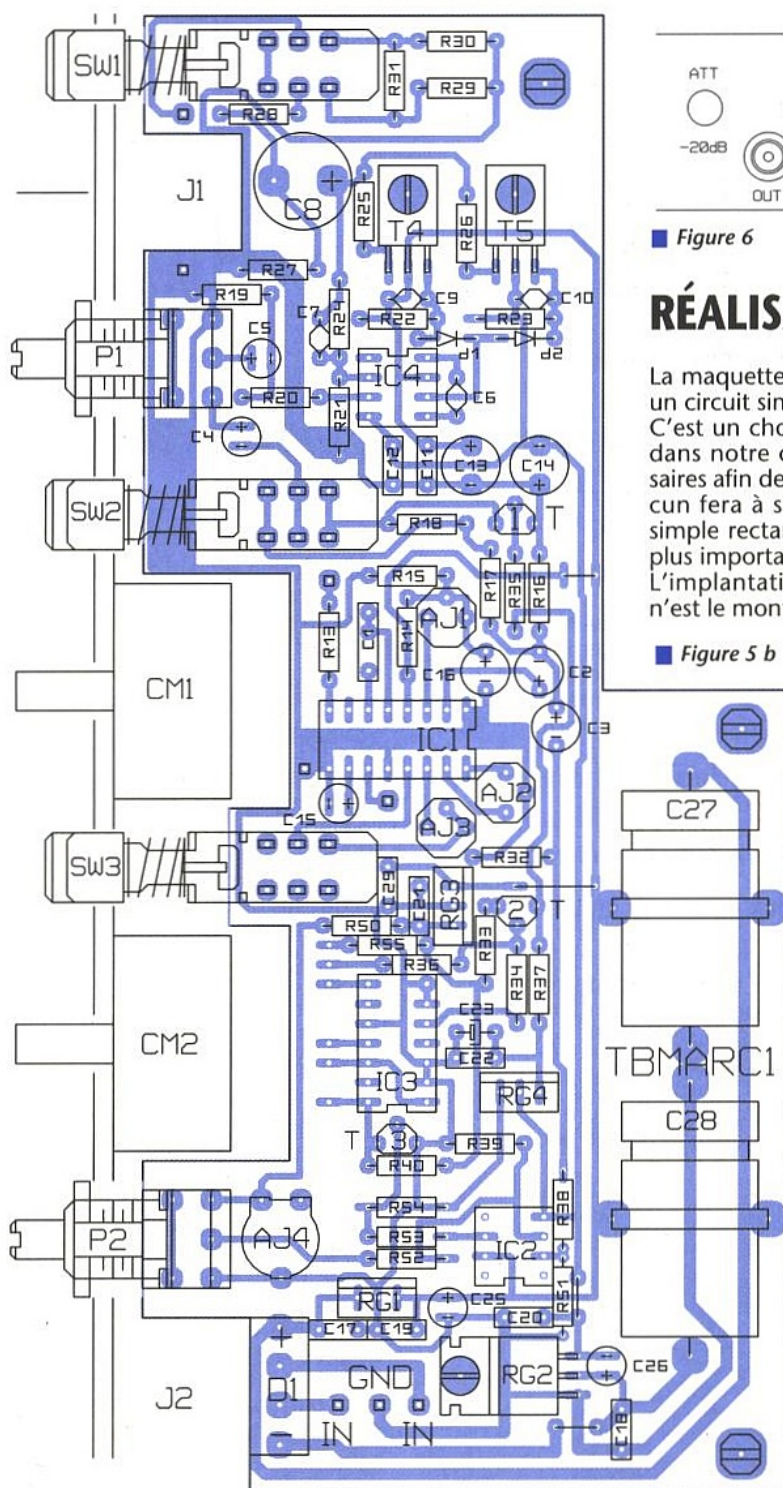
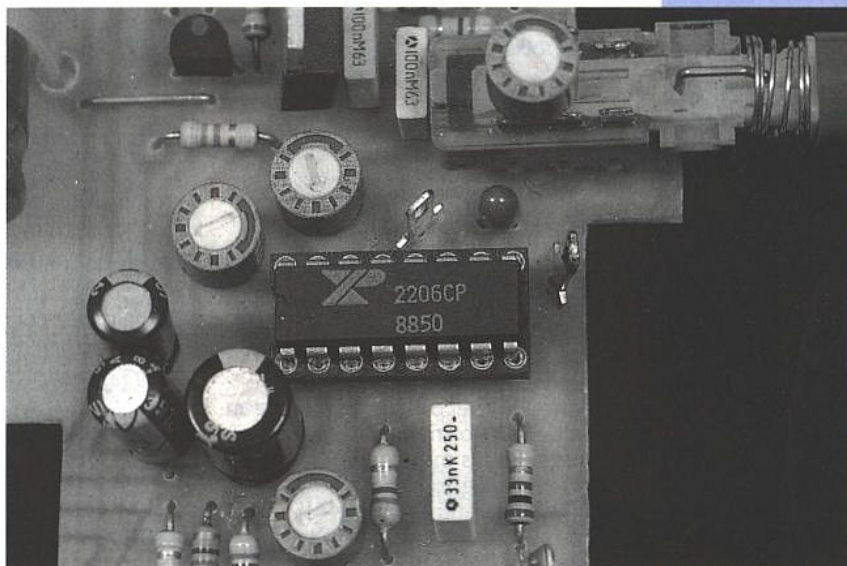
Une autre porte plus performante a été mise en oeuvre puis oubliée : le surcoût important ne se justifiait pas. Néanmoins on en trouvera le schéma à la **figure 4**, pour information.

Il fait appel à un VCA bien connu, dont la broche de commande de gain est commutée entre une tension positive ajustable et le 0V, par un 4051 dont les bits de sélection sont directement reçus de CM1. On sait alors que si la broche 3 du VCA est à 0 il n'y a pas d'atténuation, par contre si on la porte à une tension positive à raison de +6mV/dB, on pourra par exemple obtenir -70 dB avec +420 mV (réglables par ajustable).

Cette formule - outre d'être nettement plus coûteuse que le couple T1-T2 complique encore la situation puisque la commutation SW2 ne peut plus fonctionner.

Il faudrait alors offrir deux références positives au choix, dont la seconde de +120 mV se chargerait de traiter les plateaux à -20 dB.

Bien que non retenu uniquement pour des raisons financières, l'essai du 2150 dans ces conditions particulières s'est avéré fort instructif et il nous semblait bon de vous en faire part.



■ Figure 5

RÉALISATION

La maquette dont le dessin est donné **figure 5** fait appel à un circuit simple face aux formes pour le moins tortueuses ! C'est un choix : afin d'offrir le plus bas profil possible (1U dans notre cas), quelques décrochements ont été nécessaires afin de laisser un peu d'air aux BNCs et LORLINS. Chacun fera à son goût et la carte pourra se simplifier à un simple rectangle pour peu que l'on dispose d'une hauteur plus importante.

L'implantation ne pose aucun problème particulier si ce n'est le montage de AJ5 préconisé **figure 1** et non représenté sur ce dessin.

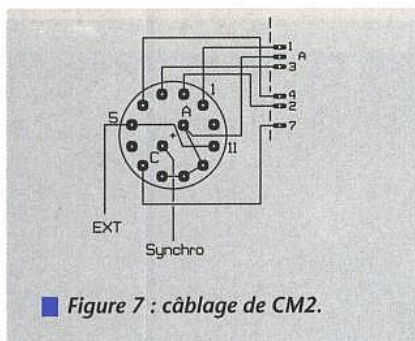
Une idée de face avant est proposée **figure 6**, mais le commutateur de fréquences à 11 positions n'est pas contractuel ! On peut toutefois constater que l'instrument est conçu pour occuper un volume minimum si on le désire.

Le câblage de CM2 (vu côté soudures) est détaillé **figure 7** afin d'éviter toute confusion.

Le calcul des résistances R1 à R12 pour une valeur de condensateur telle que C1 = 33nF est donné **figure 8** pour les 12 plots qui intéressent l'auteur. La formule est simple : $R = (1/F)/C$. Un tout petit « programme » en Basic est listé **figure 9**. Il n'a d'autre prétention que de servir de calculette et ne traite quasiment pas les erreurs de saisie. Par contre il permet de torturer les valeurs et de garder une trace imprimée (IMP ECRAN) ce qui est souvent fort appréciable.

Mise en route

La procédure de réglage sera à respecter soigneusement si l'on veut obtenir les meilleurs résultats. Ne pas oublier de connecter la sortie synchro à l'oscilloscope ! 1 - Tout d'abord se mettre en position FRX, ne pas souder un des fils mettant AJ5 en parallèle sur AJ1, se placer en triangle (SW3 levé) et en position de gain maximum : P1 à fond, atténuateur non enclenché. Charger la sortie sur 600 Ohms et commuter sur 1kHz environ.



■ Figure 7 : câblage de CM2.

2 - Régler AJ1 pour obtenir le niveau maxi sans toutefois atteindre la déformation des triangles, AJ2 à mi course.

3 - Enfoncer SW3 et parfaire la sinusoïde au moyen de AJ3 (forme) et AJ2 (symétrie).

4 - Souder les fils mettant AJ5 en parallèle sur AJ1 et équilibrer l'amplitude sinus - triangle au moyen de AJ5.

5 - Tirer P2 à fond vers la droite, AJ4 à mi course, et passer à 20 kHz. Commuter CM1 sur 1/2 par exemple, SW2 levé. La salve ne doit pas être parfaite... Tourner P1 à fond à gauche et ajuster AJ4 pour se situer avant le décrochage et raccorder les morceaux (inutile d'en faire trop).

C'est terminé. Il ne reste plus qu'à essayer des salves sinus, triangles, avec des paliers de 20 ou 50 dB, etc.. Pour essayer, on peut déjà observer la sortie du générateur sur une charge capacitive de 0.1 μ F par exemple ou raccorder un transformateur et chercher le réseau d'amortissement idéal. Pour voir !

Idée

Le lecteur doit bien se douter que nous avons passé quelques heures à jouer avec TBMARC, et ce n'est pas fini ! Confronté à des essais divers, une nouvelle idée d'exploitation est devenue évidente : commander la porte par un générateur d'impulsions extérieur au rapport cyclique variable (EXT).

En effet, nous nous sommes lancés

dans des essais de salves sur des compresseurs-limiteurs et nous espérons observer les temps de montée et de retour. C'était pas flagrant !

Il est vrai que les produits (Limit 6, L8TC etc..) précédemment publiés sont d'excellente qualité, mais quand même : visiblement, la mesure en tone burst traditionnelle ne montre pas les dé-

Si C = 33 nF,
avec R13 = 1 k

F =	R =
45 Hz	672 k
70 Hz	431 k
100 Hz	302 k
160 Hz	188 k
400 Hz	74.8 k
800 Hz	36.9 k
1200 Hz	24.25 k
2400 Hz	11.6 k
4500 Hz	5.7 k
6300 Hz	3.8 k
15 kHz	1 k
20 kHz	0.515 k

■ Figure 8

```

10 CLS
20 PRINT ; "XR2206 ----- avec TALON de 1 k OHM"
30 PRINT ; "C en nF " ; : INPUT C: IF C = 0 THEN 30
40 C = C * 1E-09
50 PRINT ; "F en Hz " ; : INPUT F: IF F = 0 THEN 50
60 R = (1 / F) / C
70 PRINT (R / 1000) - 1; "k Ohm"
80 PRINT ; "----- C idem = 0 - Autre calcul = N - QUITTER = Q -";
90 PRINT ; "Votre choix " ; : INPUT S$
100 IF S$ = "O" OR S$ = "o" THEN GOTO 50
110 IF S$ = "N" OR S$ = "n" THEN 5
120 IF S$ = "Q" OR S$ = "q" THEN END ELSE STOP

```

■ Figure 9 : la calculette Basic.

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 à R12 : cf texte
R13, R29, R31 : 1 k Ω
R14, R15, R17, R36, R50, R51,
R55 à R57 : 4,7 k Ω
R16, R32 : 47 k Ω
R18 : 470 Ω
R19 : 22 k Ω
R20 : 1,5 k Ω
R21 : 2,2 k Ω
R22, R23, R53 : 6,8 k Ω
R24, R34 : 15 k Ω
R25, R26 : 10 Ω
R27, R54 : 10 k Ω
R28, R30 : 150 Ω
R31 : 247 Ω
R33 : 680 Ω
R35 : 5,6 k Ω
R37 : 3,9 k Ω
R38 : 8,2 k Ω
R39, R40 : 2,2 k Ω
R41 à 49 : non utilisées
R52 : 3,3 k Ω

Ajustables :

AJ1, AJ2, AJ5 : 2,2 k Ω T7Y
AJ3 : 470 Ω T7X
AJ4 : 2,2 k Ω PIHER
P1 : 10 k Ω log

Condensateurs :

C1 : 33 nF (cf texte)
C2 à C5 : 22 μ F 63V radial
C6 : 27 pF
C7 : 22 pF

C8 : 1000 μ F 25V radial
C9, C10 : 470 pF
C11, C12, C17 à C22,
C29 : 100 nF Milfeuil
C13, C14 : 100 μ F 25V radial
C15 : 1 μ F tantale
C16, C23 à C26 : 10 μ F 63V radial
C27, C28 : 2200 μ F 40V axial

Semi-conducteurs :

IC1 : XR2206
IC2 : TL081
IC3 : 74LS90
IC4 : NE5534
T1, T3 : BC547
T2 : BC557
T4 : BD139
T5 : BD140
D1, D2 : 1N4148
D3 : pont KBL04
RG1 : 7815
RG2 : 7915
RG3 : 7805
RG4 : 7905

Divers :

J1, J2, J3 : BNC châssis
SW1, SW2, SW3 : Schadow 2 INV + boutons FG
CM1 : LORLIN 1c 12p
CM2 : LORLIN 2c 5p
1 support 18 broches
1 support 14 broches
2 supports 8 broches
7 cosses poignard

fauts ou plutôt ne permet pas de les quantifier.

Alors nous avons «tiré» sur un THAT 4301 pour obtenir un temps d'attaque de 1ms, un temps de retour de 2 ms (pas pour toute la bande audio !), et l'avons réglé pour un ratio de 20/1 avec un seuil égal au plateau bas de l'injection (sur lequel il ne devait y avoir aucun effet).

Notre but, vous l'avez compris, était simple: avec une limitation de 20 dB, des salves dont l'amplitude évolue par plateaux de 20 dB, un taux maxi de compression et des temps extrêmement courts, nous devions pouvoir VOIR sur un oscilloscope ordinaire un tracé proche d'une horizontale quasi parfaite si le seuil (THD) du limiteur était exactement réglé.

L'usage traditionnel des salves classiques interdit de conclure quoi que ce soit de probant. En effet, la bande pas-

sante traitable est au delà de 400 Hz dans ce cas précis, et les salves synchrones ne peuvent rien montrer de significatif. Il faut des salves plus longues, ce que notre decade (sans diviseur supplémentaire) ne permet pas. L'usage d'un générateur externe de signaux TTL à très basse fréquence (de 5 à 15 Hz) met en évidence le phénomène escompté et les «défauts» tels qu'ouverture de 1 ms et retour de 3 ms à 20 kHz.

Bien entendu nous avons poussé le niveau de plus de 20 dB au delà du seuil, et c'est alors qu'on constate que des «pains» terribles peuvent passer dans la chaîne audio pendant 1 ms !

Nous en reparlerons certainement un jour, mais du test «note de piano», on n'en est pas loin cette fois...

Conclusion

L'analyse du comportement d'un appareil au moyen de salves est une démarche très intéressante et fort instructive. Elle vient compléter les mesures traditionnelles en régime continu, en mettant en évidence des phénomènes impossibles à matérialiser autrement. Ce petit montage permettra déjà de se familiariser avec la méthode et de remettre parfois certaines réalisations sur l'établi, pour améliorations !

Jean ALARY.

FILTRES PASSE-BANDES ET RÉJECTEURS ULTRA SÉLECTIFS

La recherche d'un filtre passe-bande

ou d'un réjecteur qui soit à la fois

simple, facilement réglable en

fréquence centrale et en

sélectivité, facilement

reproductible, stable, avec un

faible coût, un faible

encombrement, etc.. ressemble

un peu à la quête du Graal, avec toutefois beaucoup moins de risques pour

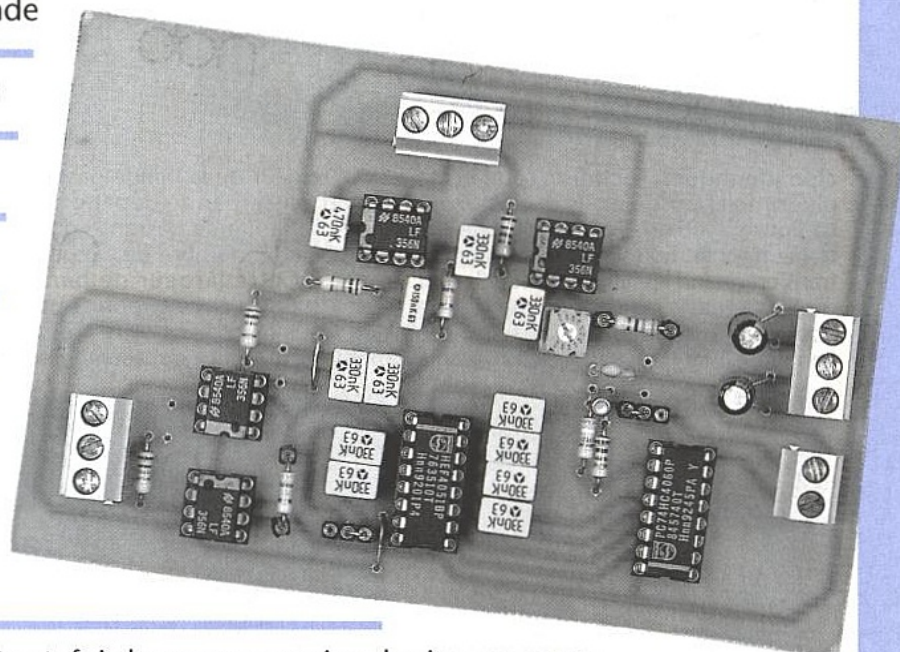
celui qui cherche. Le filtre décrit dans cet article réunit de nombreuses

caractéristiques intéressantes, mais n'a pas la prétention de les avoir toutes :

comme tout circuit, il a ses avantages et ses inconvénients. Le but de ce papier est

d'essayer de montrer comment on peut obtenir des circuits compacts et efficaces

avec relativement peu de composants.



Le lecteur intéressé par la théorie et les calculs pourra trouver dans l'article [1] de la bibliographie les renseignements souhaités, et verra que ce type de filtre dont le principe est donné à la figure 1 n'est pas à proprement parler récent puisque sa description par FRANKS et SANDBERG date de 1960 dans le Bell System Technical Journal (BSTJ). D'après la figure 1, on peut dire pour simplifier les choses, que deux commutateurs balayent en synchronisme les différents contacts, tandis que les expressions $h(t)$ représentent les réponses impulsionnelles, toutes identiques, des circuits placés entre les commutateurs. Quatre voies sont représentées ici, mais il pourrait y en avoir bien plus. En théorie (voir l'article mentionné) les commutateurs peuvent être des modulateurs quelconques, sinusoïdaux par exemple. Il ressort de la théorie qu'un tel système

ne n'est pas invariant dans le temps, mais les auteurs précités ont montré que si ce circuit est placé entre des filtres auxiliaires convenables en entrée et sortie, l'ensemble se comporte comme un système invariant pour lequel on peut définir une fonction de transfert globale qui dépend évidemment de la réponse impulsionnelle $h(t)$, ou si l'on préfère de la fonction de transfert associée $H(p)$ des circuits élé-

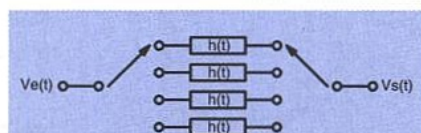


Figure 1 : principe du filtre à commutation. Les commutateurs évoluent de façon synchrone à un rythme constant.

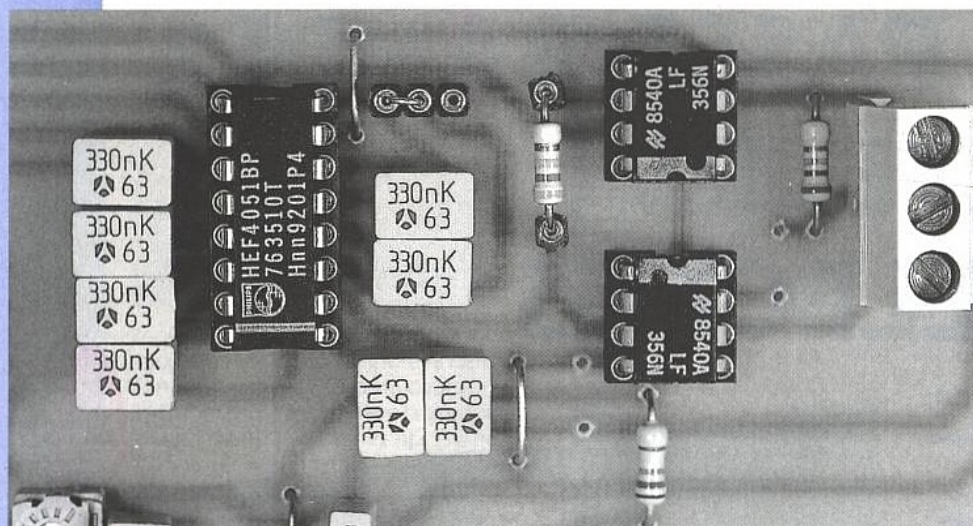
mentaires. Plusieurs remarques s'imposent ici :

1) Le montage décrit appartient à la classe des systèmes échantillonnés et présente, de ce fait, une fonction de transfert périodique en fonction de la fréquence.

Le type de filtre obtenu sera donc du genre filtre en peigne, ce qui peut être parfois très utile sinon indispensable, et parfois gênant.

2) Le système étant échantillonné, on peut en conclure que le théorème de Shannon ($f_{\text{ech}} > 2f_{\text{max}}$) doit s'appliquer. Cela est tout à fait vrai, avec les modifications d'usage si le spectre du signal d'entrée est à bande limitée : possibilité de sous-échantillonnage par exemple.

3) L'allure de la fonction de transfert sera très dépendante de celle des filtres individuels $H(p)$, et il y aura intérêt, du fait de la présence de N filtres, en prin-



cipe identiques, à choisir ceux-ci les plus simples possibles.

La figure 2 indique l'allure pratique obtenue pour le module de la fonction de transfert quand les filtres individuels sont des passe-bas ayant des fréquences de coupure f_{co} suffisamment basses, (de l'ordre de 1 Hz dans l'application décrite

3) La largeur de la bande passante du circuit passe-bande dépend directement de la bande passante du passe-bas et de N , nombre de circuits commutés. Cette largeur de bande, et donc le Q du circuit, pourront, ainsi que nous le verrons, être très facilement réglables, ce qui accroît de façon

considérable la souplesse d'utilisation du montage.

4) Il n'y a absolument aucun risque d'oscillations parasites (accrochage) du circuit, ce qui est loin d'être le cas lors de l'utilisation de filtres passe-bandes analogiques qui posent de gros problèmes dès que le Q nécessaire dépasse quelques dizaines. Un Q atteignant 1000 est très facile à obtenir avec le montage étudié et très stable.

5) La fréquence centrale du passe-bande peut être différente de $f_{éch}$ puisque l'on dispose de réponses semblables aux fréquences harmoniques : si par exemple $f_{éch} = 32$ Hz, il sera possible d'avoir un passe-bande à 96 Hz sans pour cela avoir besoin d'une horloge à fréquence triple, ce qui dans bien des cas peut notablement simplifier la conception et la réalisation d'un appareillage.

6) La possibilité de mettre en place des circuits de pré-filtrage et de post-filtrage accroît encore les possibilités du circuit.

Comme déjà dit dans l'introduction ce type de filtre n'a pas la prétention d'être la panacée : il a ses limitations et

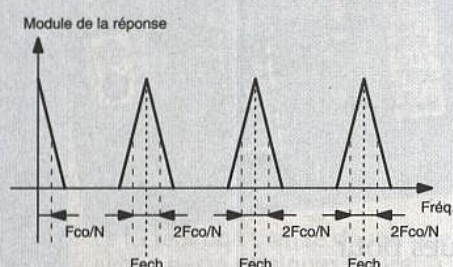


Figure 2 : module de la fonction de transfert. $Q = NpF_{éch}/2F_{co}$, $pF_{éch}$ étant la fréquence centrale choisie.

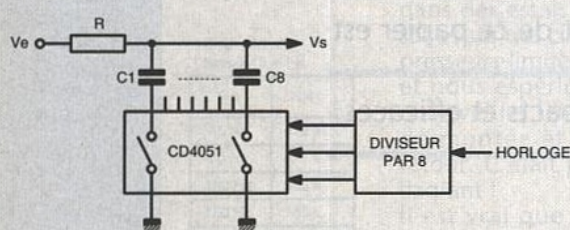


Figure 3 : principe du montage réalisé.

ici). Ainsi que l'on peut le constater, le fait d'avoir un passe-bas pour $H(p)$ conduit à des passe-bandes pour le filtre global, ces passe-bandes étant centrés autour des harmoniques de la fréquence de commutation $f_{éch}$. Plusieurs résultats importants et très agréables pour l'utilisateur sont à noter ici :

1) Il sera facile de modifier la fréquence d'accord d'un tel passe-bande puisqu'il suffira de modifier de façon adéquate la fréquence de l'horloge de découpage.

2) La précision et la stabilité de la fréquence centrale du filtre obtenu sont exactement celles de l'horloge, et peuvent donc être excellentes dans le cas où celle-ci est dérivée d'un quartz.

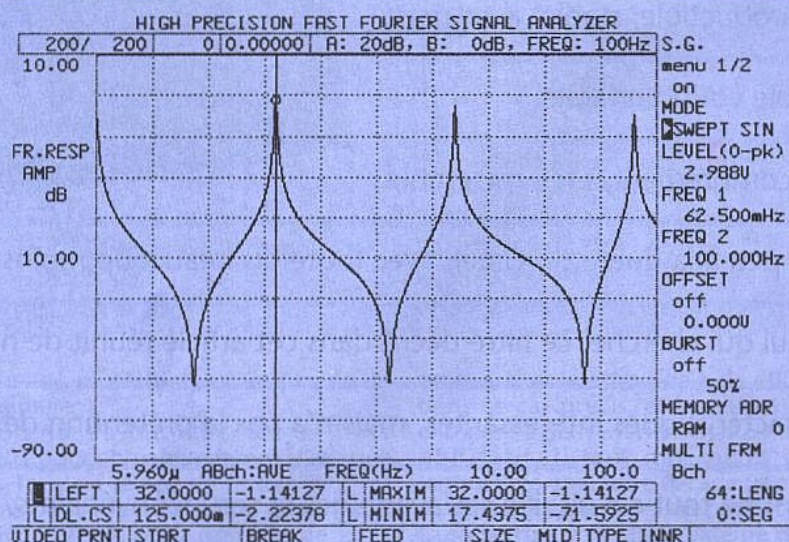


Figure 4 : réponse en fréquence du filtre à commutation. On notera la bande passante de 0,25 Hz à -2,3 dB.

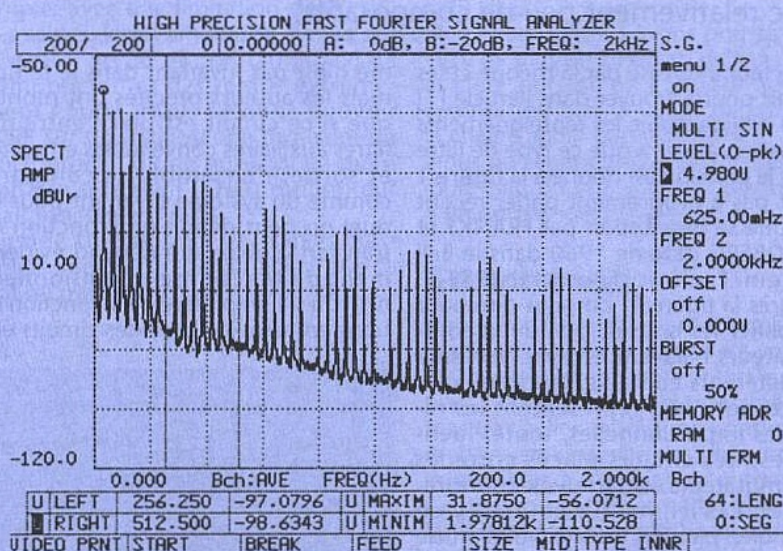


Figure 5 : réponse en fréquence du filtre en large bande : 2 kHz. Remarquer les annulations aux fréquences multiples de $N \times f_{éch}$, soit 256 Hz ici.

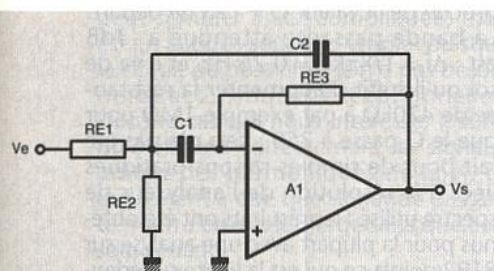


Figure 6 : passe-bande analogique pour post-filtrage.

ses problèmes, mais peut permettre d'arranger bien des situations. Pour être tout à fait honnête dans la présentation d'un dispositif quel qu'il soit, il faut aussi présenter ses points faibles qui sont ici principalement le fait que :

- 1) Le filtre obtenu est un filtre en peigne ce qui n'est pas toujours souhaitable. Dans le cas où un simple passe-bande est requis, il faudra donc le faire suivre d'un circuit de post-filtrage, circuit qui suivant les cas pourra être de type passe-bas ou passe-bande.

- 2) Il sera presque toujours indispensable de faire précéder le circuit d'un passe-bas ou d'un passe-bande afin que la condition de Shannon soit respectée, (ces circuits de pré-filtrage pouvant d'ailleurs souvent se contenter de performances très modestes) ; le non respect de la condition mentionnée pouvant conduire à la présence de raies parasites et/ou de bruit supplémentaire dans la réponse par repliement du spectre.

- 3) Il est souhaitable que les filtres élémentaires soient identiques, car une dissymétrie trop importante de ceux-ci serait cause d'une augmentation du bruit, mais cette condition sera ici facile à réaliser.

- 4) Le signal de sortie est discontinu ce qui peut être parfois gênant, mais l'utilisation d'un post-filtrage, souvent indispensable pour d'autres raisons, résout du même coup ce problème.

- 5) Il y a annulation de la réponse pour certaines fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage car un terme $[\sin(n\pi/N)/(n\pi/N)]^2$ figure dans la réponse, terme qui s'annule quand n est un multiple de N . On ne pourra donc obtenir de passe-bandes ou de rejeteurs à ces fréquences ainsi que cela peut se voir sur la figure 5 où la réponse est nulle aux multiples de 256 Hz.

- 6) On remarquera enfin que non seulement la réponse globale tend vers zéro à l'infini du fait encore du terme en $[\sin(n\pi/N)/(n\pi/N)]^2$ précédent, mais que de plus, pour les valeurs de n proches d'un multiple de N , il peut y avoir une légère atténuation de la réponse.

Réalisation pratique d'un passe-bande

Afin d'illustrer les propos tenus plus haut, il a été choisi de réaliser par cette méthode un passe-bande ayant un Q de 100 environ à la fréquence de 32 Hz. Le choix de cette fréquence a

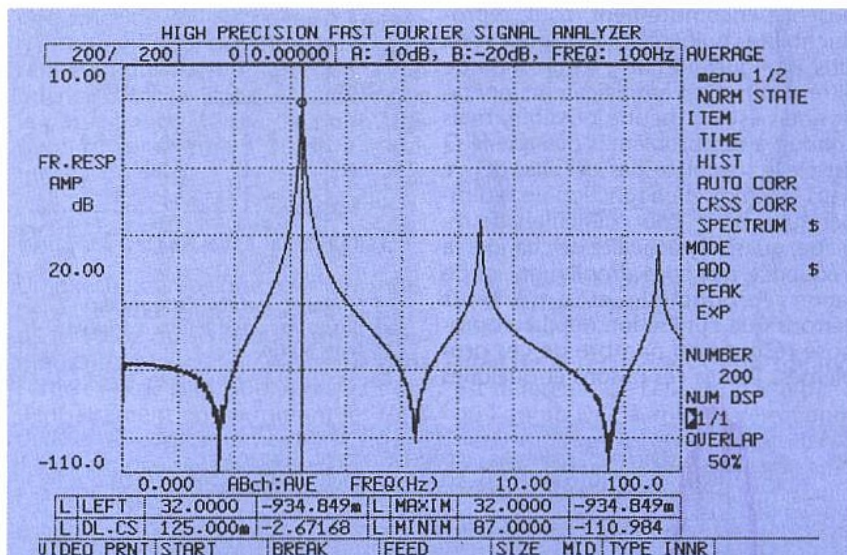


Figure 7 : réponse en fréquence de l'ensemble filtre à commutation et filtre analogique passe-bande.

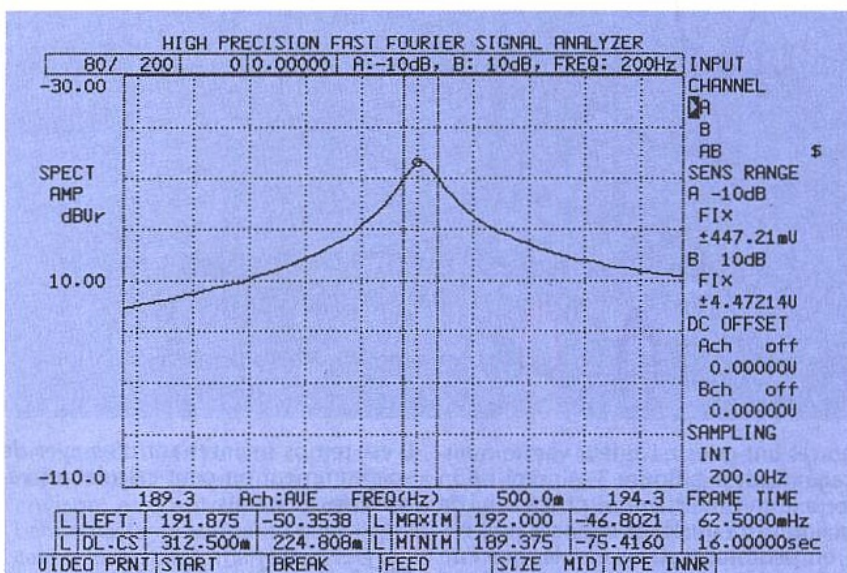
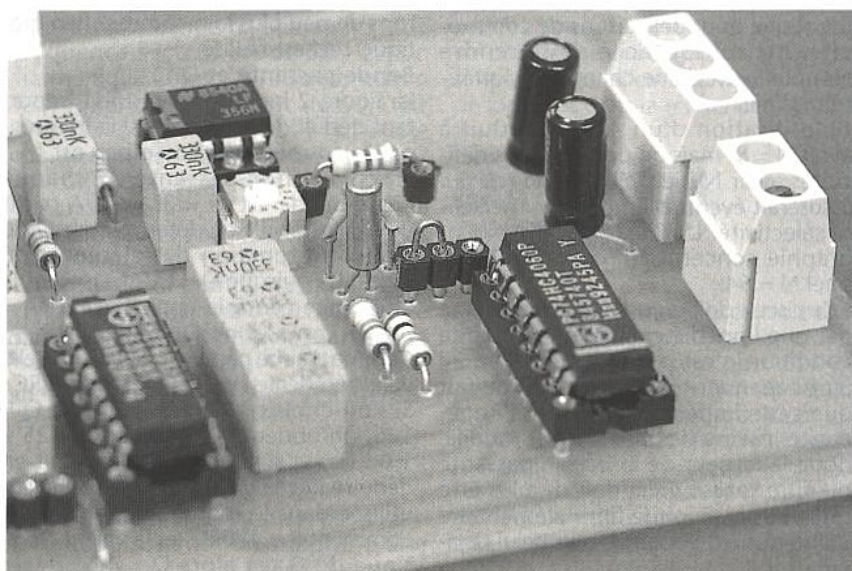


Figure 8 : détail de la réponse en fréquence du filtre à commutation autour de 192 Hz, soit 6x fch.

été fait pour travailler en très basse fréquence, et aussi pour des questions de commodité puisqu'elle peut très facilement être obtenue à partir d'un quartz à très bas prix à 32768 Hz. La réalisation

par les méthodes classiques présente des difficultés importantes, et toute personne ayant essayé d'utiliser des selfs à ces fréquences a certainement une idée des problèmes qui se



posent : encombrement, coût, reproductibilité, poids, faible Q , pour n'en citer que quelques uns. L'utilisation de filtres actifs avec amplificateurs opérationnels est en théorie possible, mais conduit à des problèmes dès que le Q est élevé : stabilité des circuits, dérive dans le temps et en fonction de la température, bruit, coût, difficultés de réglage, quasi impossibilité de changer la fréquence d'accord simplement et de façon reproductible, etc., etc. Nous verrons que l'utilisation du circuit proposé résout bon nombre de ces problèmes. Toutes ces raisons et quelques

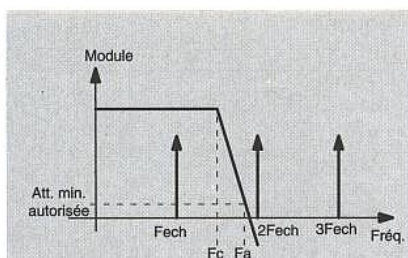


Figure 9 : caractéristiques du passe-bas pour le filtre variable (voir texte).

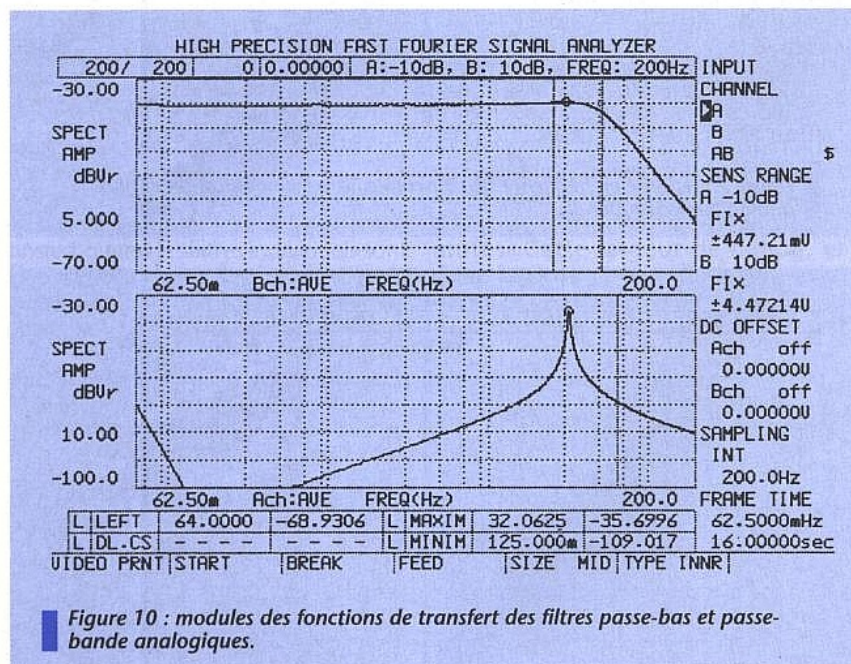


Figure 10 : modules des fonctions de transfert des filtres passe-bas et passe-bande analogiques.

autres ont poussé l'auteur vers le montage réalisé à la figure 3. Ainsi que l'on peut le constater, il ressemble à celui de la figure 1 à quelques nuances près :

- on peut noter par exemple, que l'un des groupes de commutateurs a disparu. Cela a été rendu possible par le fait que tous les circuits passe-bas élémentaires utilisent une résistance qui est un élément sans effet de mémoire contrairement aux selfs et capacités ; cet élément peut donc être partagé entre les différents circuits si la configuration le permet, ce qui est le cas ici.

- La disposition du commutateur de sortie est différente de celle du circuit théorique pour des raisons de commodité, mais il est facile de se rendre compte que cela ne change rien au résultat final.

- L'utilisation d'un 4051 conduit à avoir $N = 8$, mais on pourrait sans difficultés avoir N bien plus grand, ce qui assurerait éventuellement une meilleure sélectivité. L'article [4] de la bibliographie concerne un circuit pour lequel $N = 64$.

- Ce circuit doit en principe être chargé par une impédance infinie, mais cette condition n'est pas indispensable : il faut cependant faire attention au fait que cette impédance joue sur l'impédance interne de la source, et modifie donc la largeur de la bande passante du filtre réalisé ; elle doit de plus être résistive car sinon le filtre élémentaire utilisé ne sera peut-être plus celui envisagé.

Il est temps maintenant d'essayer de voir comment on peut calculer les valeurs des éléments.

Détermination des éléments

Fréquence :

Comme indiqué précédemment, la fréquence centrale nécessaire est de 32 Hz. La présence d'un multiplexeur 8 voies (4051) impose donc une fréquence d'horloge égale à $8 \times 32 = 256$ Hz en entrée du compteur. Nous verrons un peu plus loin comment en pratique ceci est réalisé.

Bande passante et Q :

La figure 2 indique un résultat important déduit de la théorie : si la fréquence de coupure du passe-bas est f_{CO} , alors la bande passante de chaque passe-bande est $\Delta f = 2f_{CO}/N$. A partir de là, il est facile de déterminer le Q du circuit en fonction des éléments du montage puisque $Q = f_0/\Delta f$, f_0 étant la fréquence centrale choisie, avec $f_0 = p.F_{ech}$, on a donc $Q = NpF_{ech}/2f_{CO}$. Comme d'autre part $f_{CO} = 1/2\pi RC$, la relation précédente donne $Q = \pi NpF_{ech}RC$. Si l'on choisit à titre d'exemple $Q = 125$, on obtient $f_{CO} = 8 \times 32 / 2 \times 125 = 1,02$ Hz, et si $C = 0,33 \mu F$, on peut en déduire la valeur $R = 471 k\Omega$. La valeur utilisée dans le montage est bien évidemment $R = 470 k\Omega$, et la valeur théorique de Q est alors $Q = 124,7$ très

proche de la valeur $Q = 125$ de départ. La bande passante attendue à -3 dB est : $\Delta f = 1/8\pi RC = 0,26$ Hz, et il va de soi qu'il suffit d'augmenter la résistance de $470 k\Omega$ à par exemple $1 M\Omega$ pour que le Q passe à 250 ; cela n'a pas été fait pour de simples raisons pratiques liées à la résolution de l'analyseur de spectre utilisé : les résultats ont été obtenus pour la plupart avec une analyse sur 8192 points ce qui est la limite supérieure de l'analyseur de spectre utilisé et conduit à une résolution de 31,25 mHz sur une bande d'analyse de 100 Hz.

Cette résolution est tout juste suffisante pour mesurer la bande à -3 dB, et il n'est donc pas intéressant pour nous d'essayer d'avoir ici un filtre trop sélectif car il ne serait alors pas possible de le tester valablement, mais en pratique, il est possible d'obtenir sans problèmes bien mieux que les résultats donnés sur les figures.

Résultats expérimentaux

La figure 4 donne les résultats obtenus expérimentalement avec les valeurs précédentes. On observe que conformément à la théorie, d'une part on obtient bien un filtre en peigne aux fréquences multiples de 32 Hz, et que d'autre part, le signal de sortie subit une annulation quasi totale entre les pics, puisque le niveau de sortie passe de environ -1 dB pour le pic à 32 Hz, à environ -75 dB pour les fréquences proches de 16, 52 et 88 Hz, ces annulations assurant en pratique une excellente sélectivité des filtres ainsi réalisés. On peut noter aussi sur la figure 4 que le curseur LEFT a été placé sur le maximum, et que le curseur DL.CS qui donne les différences en fréquence et en niveau entre les curseurs indique un écart de fréquence $\Delta f = 0,125$ Hz, entre le maximum et la valeur à -2,2 dB, ce qui correspond à une bande passante totale de 0,25 Hz, valeur tout à fait comparable aux 0,26 Hz prévus par le calcul.

La figure 5 montre la réponse du montage en large bande (2 kHz), et l'on peut facilement constater que le système étudié correspond bien à une succession de passe-bandes centrés sur les fréquences multiples de 32 Hz, qu'il y a annulation de la réponse aux multiples de 256 Hz, et qu'il y a une légère atténuation des réponses aux fréquences proches des précédentes : à la fréquence de 256,25 Hz (curseur LEFT) l'amplitude est -97 dB, et pour 512,5 Hz (curseur RIGHT) elle est de -99 dB, valeurs à comparer à celles du maximum (MAXIM) -56 dB. Il est à noter qu'ici aussi, le manque de résolution de l'analyseur (0,625 Hz par filtre en 2 kHz de bande passante) ne permet pas une meilleure discrimination.

Passe-bande simple à fréquence fixe

La suppression des filtres non utiles peut se faire simplement en faisant suivre le montage déjà étudié par un passe-bande actif. Cette façon de faire

peut sembler assez compliquée, mais est en fait très souple d'emploi puisque le circuit de post-filtrage n'a pas besoin de caractéristiques exceptionnelles. Dans le cas qui nous intéresse, il suffit qu'il élimine correctement les signaux autour des harmoniques de $f_{éch}$, ce qui revient à dire que sa bande passante pourra être assez large sans que cela soit gênant.

La figure 7 donne les résultats obtenus avec le montage de la figure 6 qui a une bande passante de 4 Hz environ. Il est aisé de constater que seul le filtre à 32 Hz subsiste, celui à 64 Hz ayant subi une atténuation d'environ 35 dB, et ceux d'ordre supérieur une atténuation bien plus grande. Le résultat global est ici un filtre à 32 Hz avec un Q supérieur à 125 ($32/2 \times 0,125$ à -2,7 dB), valeur qui pourrait être augmentée sans difficultés en prenant une valeur de R3 plus importante.

La figure 8 donne le résultat obtenu en sélectionnant le filtre à 192 Hz. On peut constater que les résultats sont tout à fait comparables aux précédents, que le Q obtenu est ici supérieur à 600 (pour un Q attendu égal à $6 \times 125 = 750$) puisque la bande passante mesurée à -3,5 dB (et non à -3 dB pour des problèmes de résolution), est de 0,3125 Hz et que la bande passante à -3 dB est obligatoirement inférieure à celle à -3,5 dB.

On remarquera aussi qu'aux limites du tracé, les atténuations sont considérables puisqu'elles sont de -25 dB environ à 194,3 Hz (+2,3 Hz par rapport à la fréquence centrale) et de -30 dB à 189,3 Hz, c'est à dire à -2,7 Hz du maximum. Ainsi que déjà signalé, ce résultat peut être étendu à des rangs plus élevés sans difficultés.

Passe-bande à fréquence variable

Dans le cas où la fréquence centrale du passe-bande désiré doit pouvoir varier, il n'est plus possible d'utiliser de façon simple un passe-bande pour réaliser le post-filtrage, mais on peut résoudre le problème avec un passe-bas, si la fréquence centrale du filtre varie dans un rapport inférieur à deux. La figure 9 en donne la raison : si f_c est la fréquence de coupure à -3 dB du passe-bas, et si f_A est la fréquence correspondant à l'atténuation minimale autorisée pour les signaux parasites, on voit que l'on doit avoir $2f_{éch} > f_A$, c'est à dire $f_{éch} > f_A/2$. Comme d'autre part il est indispensable d'avoir $f_{éch} < f_A$ pour qu'il puisse y avoir un signal en sortie, la plage de variations possible est $f_A/2 < f_{éch} < f_A$, ce qui correspond bien au rapport 2 annoncé. On remarquera ici qu'il est bon d'avoir un passe-bas ayant une zone de transition (intervalle entre f_c et f_A) la plus faible possible, sans quoi on ne pourra s'approcher du rapport 2 mentionné en conservant l'atténuation minimale requise.

La figure 10 donne le module de la fonction de transfert du passe-bas dont la fréquence de coupure est à environ 50 Hz, et du passe-bande. On peut constater que pour le passe-bas l'atténuation est d'environ 25 dB à la

fréquence de 200 Hz, ce qui est à priori insuffisant pour avoir une très bonne réjection des harmoniques de la fréquence d'échantillonnage, tandis que le passe-bande donne déjà une atténuation supérieure à 30 dB à la fréquence de 64 Hz.

Réjecteur en peigne

Un réjecteur en peigne peut être indispensable pour éliminer une fréquence, tel le 50 Hz du secteur, et ses harmoniques. Un tel circuit est décrit dans l'article [4] de la bibliographie, et s'obtient aisément en permutant les rôles de R et C, conformément à la figure 11 qui en donne le principe.

On avait dans l'article cité $N = 64$ ce qui

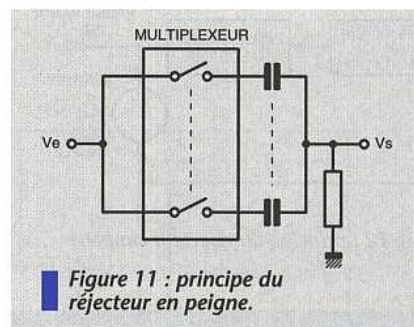
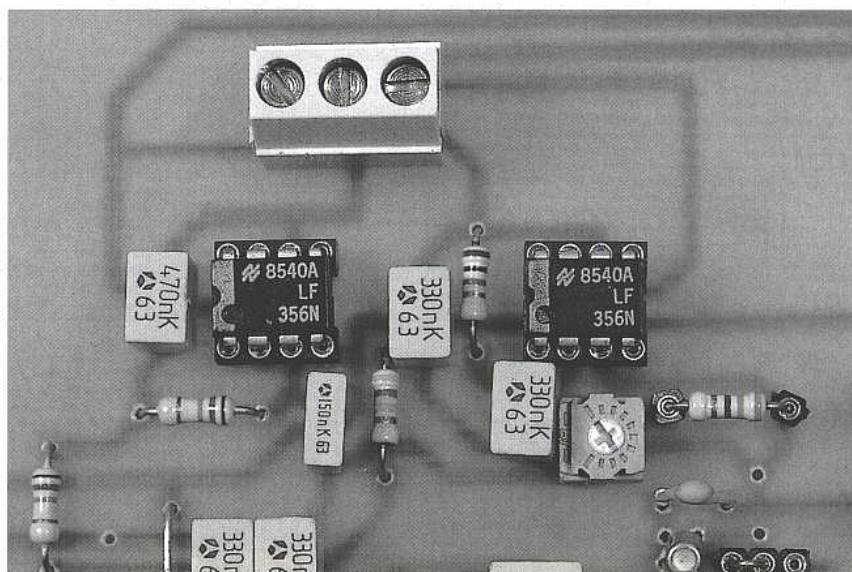


Figure 11 : principe du réjecteur en peigne.

sible de la récupérer. Cette situation est différente de celle du passe-bande où l'on pouvait à volonté sélectionner l'une ou l'autre réponse du filtre en peigne. Une solution simple consiste à utiliser le passe-bande décrit précé-



permettait d'une part de supprimer les harmoniques secteur jusqu'à 2500 Hz environ, et d'autre part d'avoir une bande passante suffisante pour l'application recherchée, mais il faut bien voir qu'il n'est pas possible d'aller beaucoup plus loin, car, si cela nécessite des filtres très sélectifs faciles à réaliser par cette méthode, cela implique aussi que l'horloge d'échantillonnage (3200 Hz dans le cas cité) soit un multiple exact de la fréquence secteur. Cela est plus facile à dire qu'à faire, car il se trouve que malheureusement celle-ci fluctue légèrement, ce qui pourrait faire qu'un harmonique de rang élevé ne tombe plus dans la bande rejetée : ainsi, si la fréquence secteur est de 50 Hz, son harmonique 20 sera à 1000 Hz, mais si la fréquence secteur est de 50,1 Hz l'harmonique 20 sera à 1002 Hz, et si la bande éliminée est de l'ordre de 2 Hz, il est concevable que l'effet recherché ne soit pas atteint.

Ceci dit, d'une part, il est rare que les harmoniques de rang élevé aient une amplitude très grande, ce qui en pratique simplifie bien les choses, et d'autre part, il est souvent possible d'asservir la fréquence de l'horloge d'échantillonnage à la fréquence du signal parasite, mais ceci est une histoire...

Réjecteur simple

Le montage précédent n'est pas ici utilisable puisque si l'on supprime une fréquence, il sera par définition impos-

demment, et à soustraire sa sortie du signal d'entrée suivant le principe de la figure 12. Cette méthode a priori possible n'est en pratique pas très satisfaisante car d'une part elle nécessite un équilibrage parfait en amplitude et en phase entre la voie directe et la sortie du passe-bande de post-filtrage, et d'autre part, la qualité de la réjection peut être fortement dégradée par les dérives possibles, particulièrement en phase, du passe-bande.

Une meilleure solution consisterait à soustraire directement la sortie du passe-bande (avant le post-filtrage) du signal d'entrée, mais cette méthode conduirait à la réalisation d'un réjecteur en peigne, ce qui se fait de façon plus simple et plus efficace suivant la méthode indiquée dans la référence [4].

RÉALISATION PRATIQUE

La figure 13 donne le principe du montage utilisé pour tester ce circuit. On y trouve un diviseur par 1024 qui peut être attaqué soit par un oscillateur à quartz à 32768 Hz, soit par une source externe à fréquence éventuellement variable.

Les trois bits de poids fort en sortie du diviseur permettent de commander séquentiellement le multiplexeur CD 4051 et d'obtenir ainsi le filtre souhai-

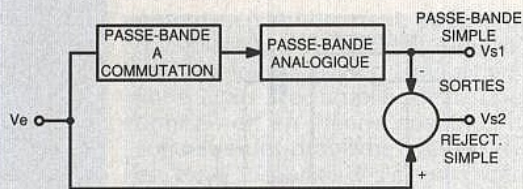


Figure 12 : principe du réjecteur simple.

té. Le point commun des capacités commutées est envoyé sur l'entrée d'un amplificateur tampon, lui-même suivi par un passe-bande et par un passe-bas. La sortie passe-bande permet d'obtenir le filtre sélectif à fréquence fixe, tandis que la sortie passe-bas peut être utilisée avec une horloge variable pour obtenir le filtre sélectif à fréquence variable.

La figure 14 donne le schéma théo-

qui seraient quasiment insolubles par d'autres méthodes. S'il n'a pas la prétention de résoudre tous les problèmes, il pourra certainement aider dans certains cas bien précis, et peut-être sauver des situations compromises.

G. GIROLAMI.

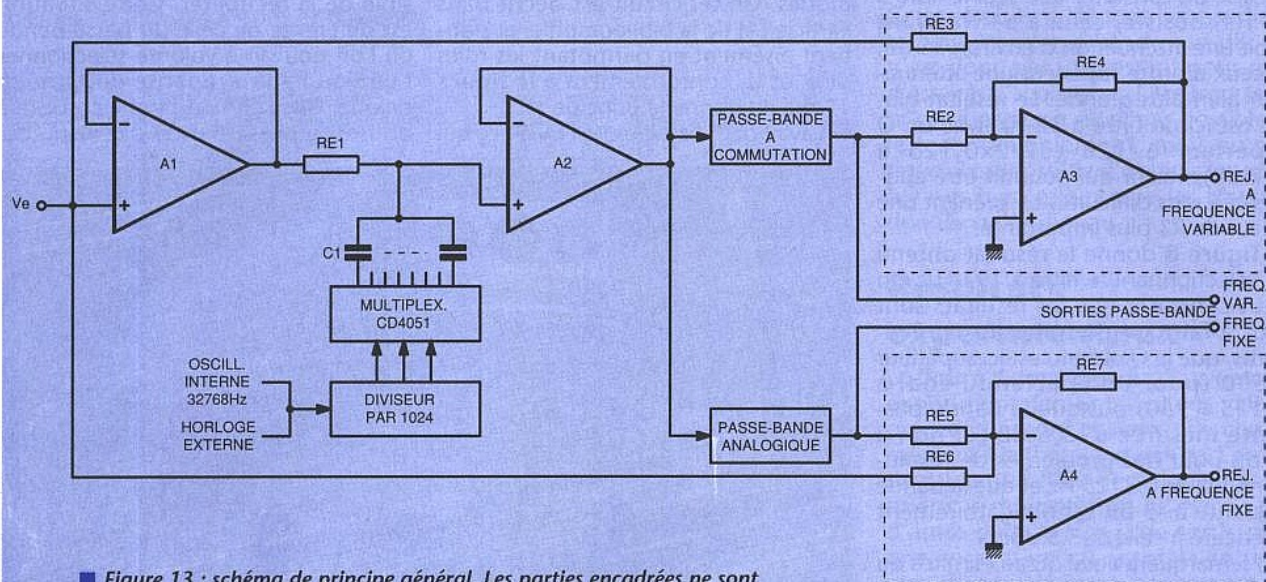


Figure 13 : schéma de principe général. Les parties encadrées ne sont pas sur le circuit imprimé, et ne sont là que pour indiquer ce qui pourrait être fait.

BIBLIOGRAPHIE

[1] I.E. FRANKS and I.W. SANDBERG. An alternative approach to the realization of Network Transfer Functions : the N-Path filter. Bell System Technical Journal. Vol 39, September 1960, pp. 1321-1350.

[2] J. McDERMOTT. Unusual filter concept promises high-Q, low frequency IC device. Electronic Design. N 17, August 16, 1973, pp. 22 and 24.

[3] M. KAUFMAN. Get notch Qs in the hundreds. Electronic Design. N 16, August 2, 1974, pp. 96-101.

[4] G. GIROLAMI. La réjection du 50 Hz et de ses harmoniques par filtrage à commutation. Electronique et Applications Industrielles. N 281, 15 Mars 1980, pp. 59-62.

[5] H.C. PATANGIA and M.L. BLOSTEIN.

A Digitally Controlled N-Path Filter. IEEE Transactions on Circuits and Systems. Vol CAS-25, N 3, March 1978, pp. 135-144.

rique détaillé où l'on remarquera que d'une part, le cavalier JP1 permet de choisir entre l'horloge interne et l'horloge externe, et que d'autre part, le passe-bande peut être ajusté à la fréquence centrale désirée au moyen d'un potentiomètre, tandis que le passe-bas est un circuit du second ordre à fréquence de coupure fixe. Enfin, il existe sur la carte un cavalier JP2 qui autorise le blocage en haute impédance du CD 4051 et donc supprime de fait le filtre à commutation afin de permettre d'ajuster au mieux la fréquence centrale du passe-bande analogique sur un signal continu. Une fois ce réglage fait, il suffit de revenir à la position initiale pour bénéficier des qualités du filtre à commutation. Dernier point, la figure 15 donne le dessin du circuit imprimé, et la figure 16 l'implantation des composants; cette carte étant essentiellement une carte d'étude, il n'a pas été procédé à une optimisation des composants en utilisant par exemple des circuits amplificateurs opérationnels multiples, et elle est donc susceptible de nombreuses améliorations de ce point de vue, comme par exemple la suppression des trois pontets.

CONCLUSION

Le circuit étudié peut, comme cela a déjà été dit, permettre de résoudre des problèmes de filtrage en bande étroite

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 10 MΩ
R2 : 39 kΩ
R3, R7 : 470 kΩ
R4 : 22 kΩ
R5, R6 : 12 kΩ
R8 : 1 MΩ
R9 : 330 Ω
POT : 1 kΩ

Condensateurs :

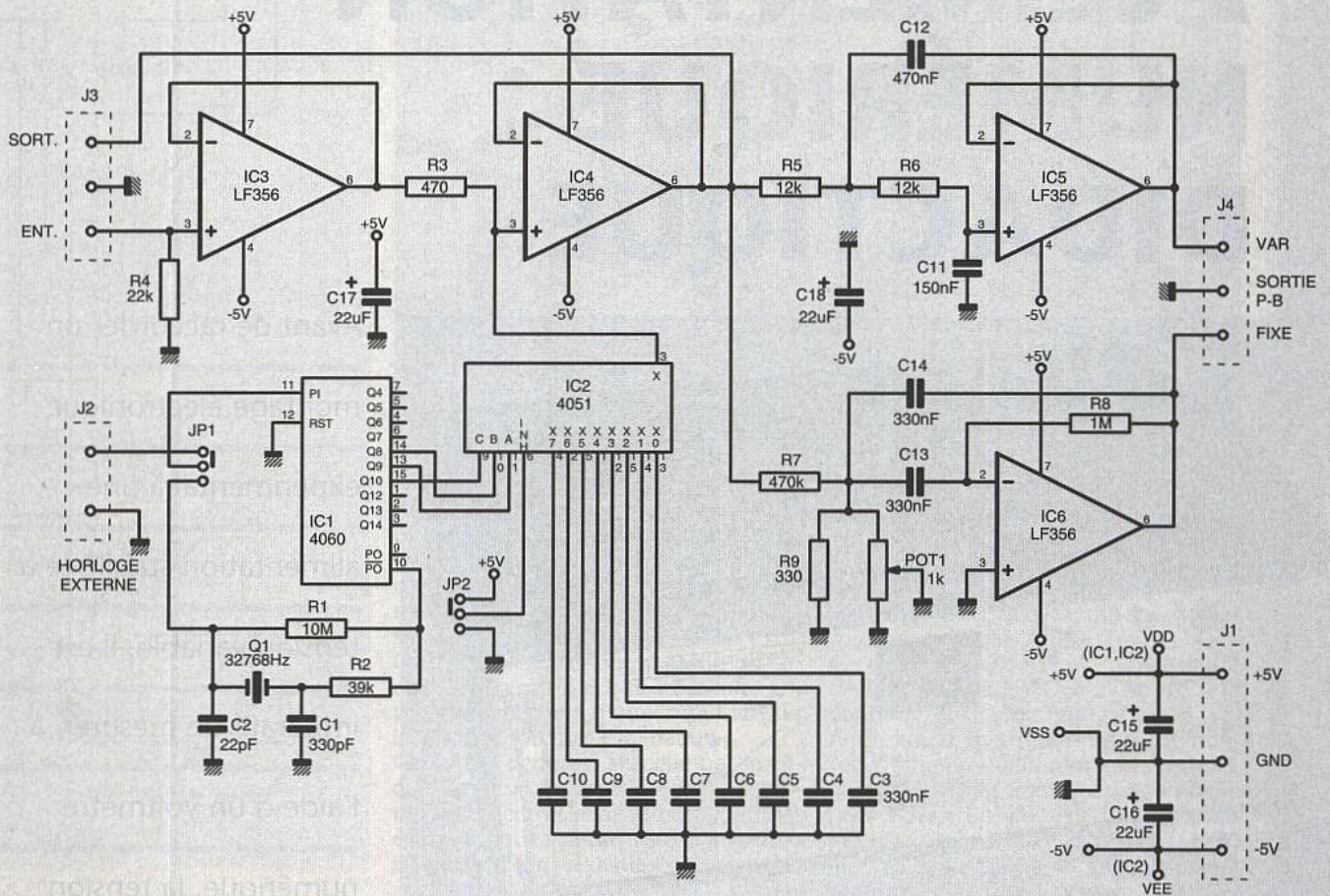
C1 : 330 pF
C2 : 22 pF
C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10 : 0,33 μF
C11 : 0,15 μF
C12 : 0,47 μF
C13, C14 : 0,33 μF
C15, C16, C17, C18 : 22 μF/16V

Semi-conducteurs :

IC1 : 74 HC 4060
IC2 : CD 4051
IC3, IC4, IC5, IC6 : LF356 ou équivalent

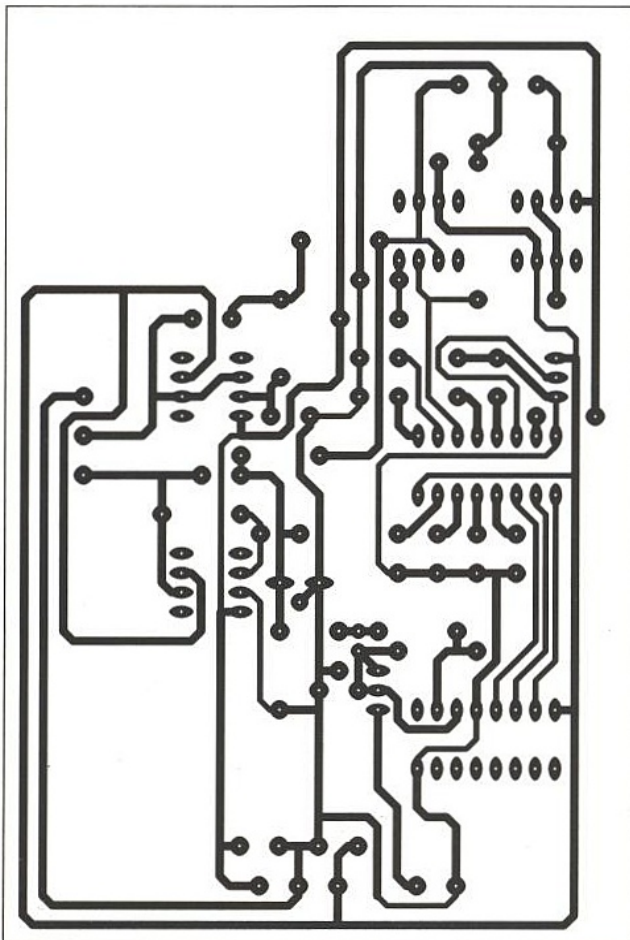
Divers :

Quartz 32768 Hz horloger
Bornier 3 broches (2 pièces)
Bornier 2 broches (1 pièce)

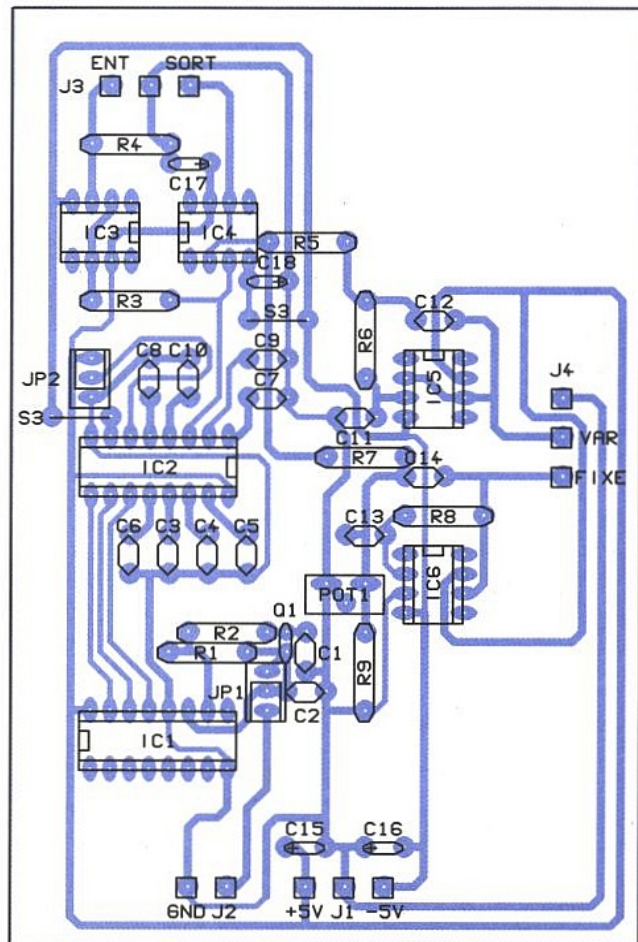


■ Figure 14 : schéma théorique.

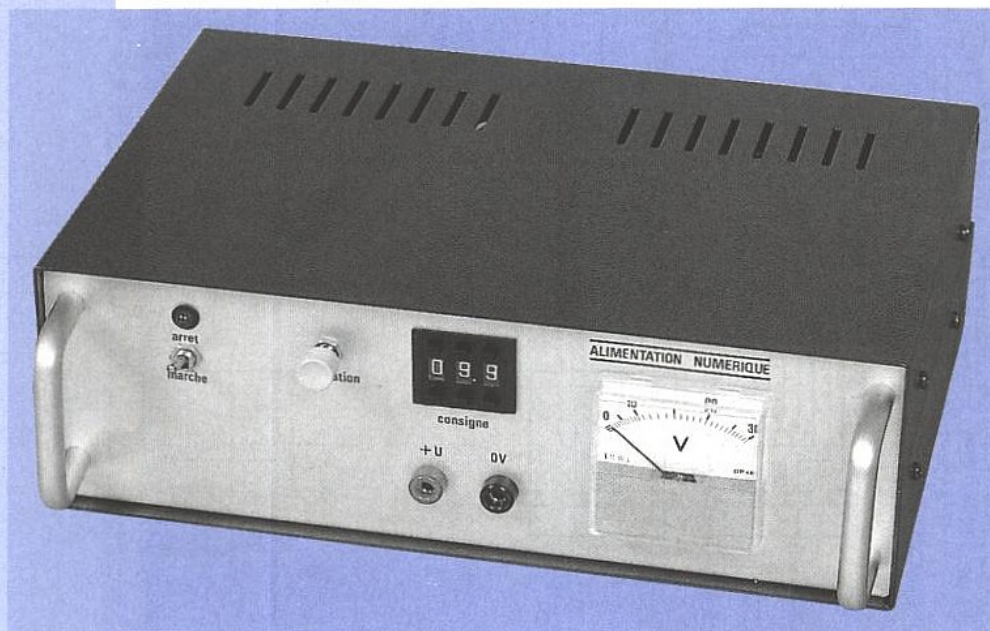
■ Figure 15 : circuit imprimé.



■ Figure 16 : implantation des composants.



ALIMENTATION NUMÉRIQUE DIDACTIQUE

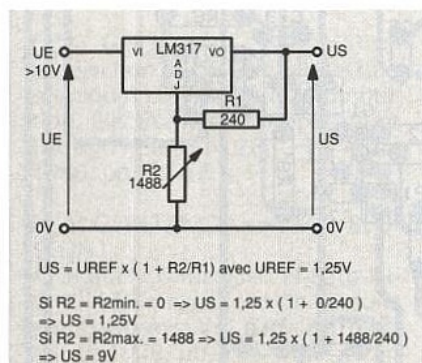


Avant de raccorder un montage électronique expérimental à une alimentation stabilisée à tension variable, il est impératif de mesurer, à l'aide d'un voltmètre numérique, la tension

fournie en raison de l'imprécision du voltmètre de façade de l'alimentation et de l'approximation opérée au niveau du bouton de réglage de la consigne de tension. Avec l'alimentation numérique qu'il vous est proposé de réaliser, il suffira d'afficher la valeur de tension de sortie souhaitée sur trois roues codeuses pour obtenir une tension continue avec une précision de 0,1V.

Outre sa précision, la présente alimentation se caractérise par les performances suivantes :

- gamme de tension : de 0 à 24V,
- courant maximal de sortie : 1,5A,
- protection intégrée contre les courants de surcharge et de court-circuit.



■ Figure 1

L'alimentation numérique proposée est en fait un convertisseur numérique analogique de puissance capable de fournir des tensions et des courants importants.

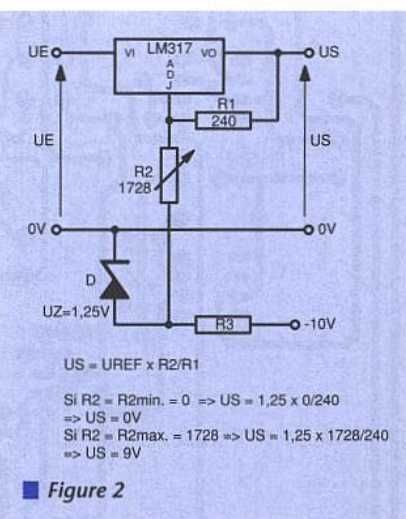
Pour mieux comprendre le principe, il suffit de s'imposer l'élaboration théorique progressive en trois étapes d'une alimentation simplifiée répondant aux critères suivants : tension régulée variable de 0 à 9V, affichage de la tension sur roue codeuse, précision : 1V.

- Etape 1 (figure 1) :

En appliquant le schéma-type du constructeur, la mise en oeuvre du régulateur de tension LM 317 autorise l'obtention de 9V mais limite la tension minimale à 1,25V (tension de référence).

- Etape 2 (figure 2) :

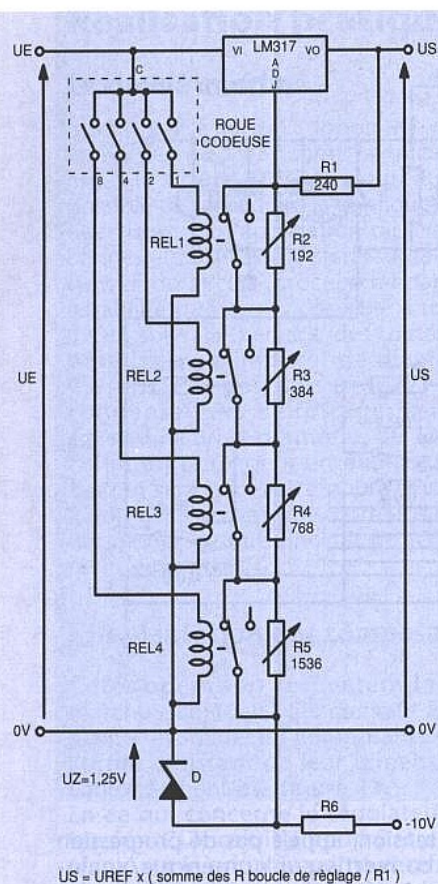
L'adjonction d'une tension négative (tension d'une diode zener) égale à la valeur de la tension de référence permet au régulateur de fournir une tension comprise entre 0 et 9V.



■ Figure 2

- Etape 3 (figure 3) :

Une roue codeuse associée à 4 relais permet d'obtenir en sortie du régulateur une tension dont la valeur est



■ Figure 3

égale au chiffre affiché sur la roue codeuse.

Exemple : Si l'on affiche le chiffre 5, les contacts 1 et 4 de la roue codeuse sont alors fermés (voir figure 4) pour alimenter les relais REL1 et REL3. De ce fait, la tension de sortie du régulateur est conditionnée par les résistances R2 et R4 alors insérées dans la boucle de réglage.

Ainsi, on obtient :

$$U_s = U_{REF} \times \left(\frac{\text{somme des résistances de la boucle}}{R_1} \right)$$

$$= 1,25 \times \left(\frac{192 + 768}{240} \right) = 5V$$

Analyse fonctionnelle

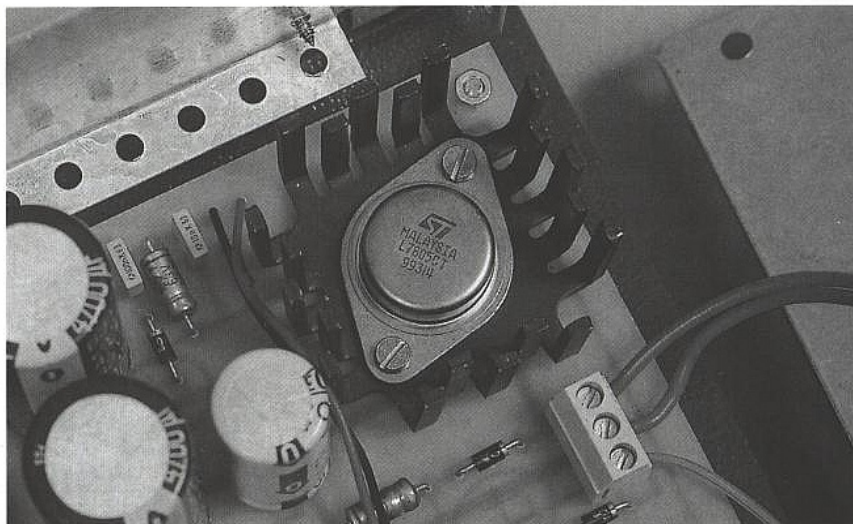
On se reportera aux figures 5 et 6.

Description globale

Alimenté à partir d'un transformateur à point milieu 220V/2 x 18V, un pont redresseur composé de quatre diodes D1, D2, D3 et D4 associé à trois condensateurs de filtrage fournit deux tensions symétriques +25V et -25V.

Un régulateur de tension de type 7805 (CI2) alimente les circuits intégrés (CI3, CI4 et CI5) et les relais «REED» sous une tension nominale de +5V ; tension indiquée par la diode électroluminescente D7.

A partir du potentiel -25V, le potentiomètre R2 placé en parallèle sur la diode zener D5 fournit une tension de -1,25V pour que le régulateur de tension (CI1) puisse donner une tension minimale de 0V.



Programmée conformément au listing décrit sur la figure 7, une mémoire EPROM 2716 (CI3) constitue un convertisseur traduisant le code binaire codé décimal (BCD) issu des trois roues codeuses en code binaire naturel sur 8 bits (sorties de l'EPROM 2716). Ce code est transféré en sortie du circuit CI4 (registre 8 bits à bascules D - voir figure 8) lors d'une impulsion sur le bouton poussoir «Validation».

Ce même code est amplifié par le circuit CI5 (voir figure 9) pour commander les différents relais «REED» dont les états logiques déterminent les résistances insérées dans la boucle de ré-

glage et par là même la tension de sortie du régulateur de tension CI1.

Exemple de fonctionnement

Hypothèse 1 : le code affiché sur les roues codeuses est 000.

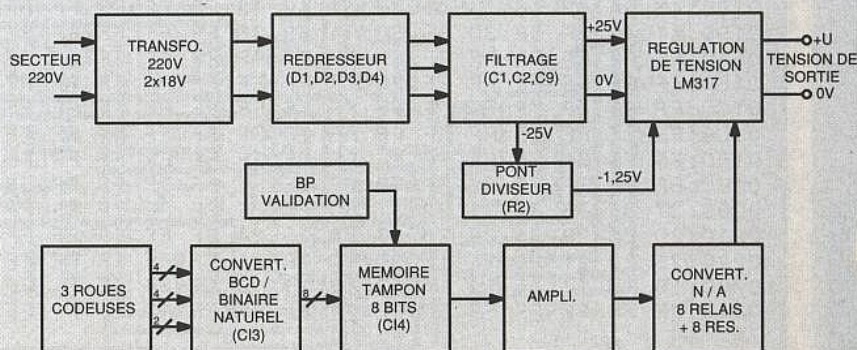
Ce code 000 est en fait l'adresse 000 de la mémoire EPROM 2716 dont le contenu est FF (voir figure 7).

Ainsi, lors d'une impulsion sur le bouton poussoir «Validation», le code FF (1111 1111) est transféré puis amplifié pour activer simultanément les 8 relais «REED». De ce fait, les 8 résistances ajustables R5 à R12 sont court-circui-

ROUES CODEUSES					Résistances de la boucle de réglage	Us = UREF $\frac{\Sigma R}{R1}$
Chiffre affiché	Etat des contacts 8	4	2	1		
0	O	O	O	O	aucune	0V
1	O	O	O	F	R2	1V
2	O	O	F	O	R3	2V
3	O	O	F	F	R2 + R3	3V
4	O	F	O	O	R4	4V
5	O	F	O	F	R2 + R4	5V
6	O	F	F	O	R3 + R4	6V
7	O	F	F	F	R2 + R3 + R4	7V
8	F	O	O	O	R5	8V
9	F	O	O	F	R2 + R5	9V

O : contact (O)uvert - F : contact (F)ermé

■ Figure 4 : tableau de fonctionnement de l'alimentation 0 - 9V.



■ Figure 5 : synoptique.

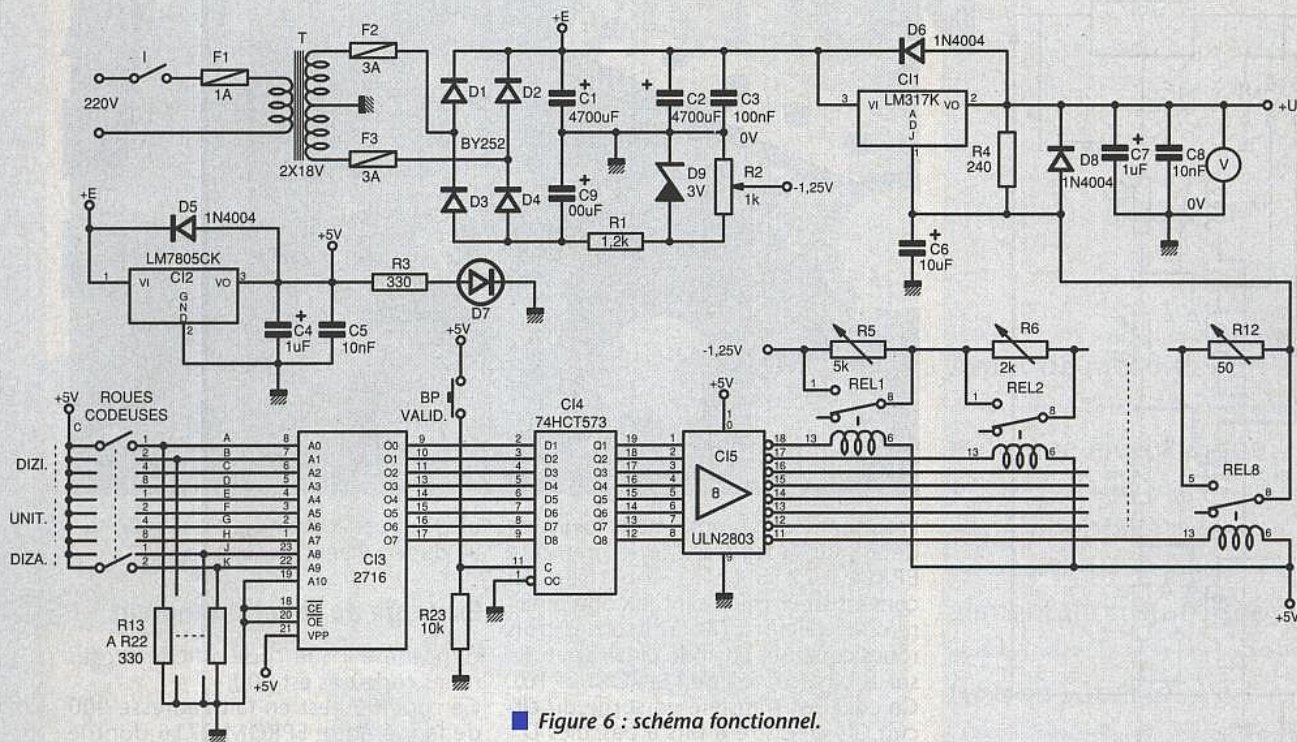


Figure 6 : schéma fonctionnel.

tées et la valeur nulle de la résistance globale de la boucle de réglage conditionne la tension de sortie de l'alimentation à :

$$U_s = U_{REF} \times \frac{\sum R}{R_4} = 1,25 \times \frac{0}{125} = 0V$$

Hypothèse 2 : on souhaite obtenir une tension de 12V en sortie de l'alimentation.

La différence entre deux valeurs successives des consignes affichées sur les roues codeuses est de 0,1V. Cet écart

de tension, appelé pas de progression du convertisseur numérique/analogique, détermine la valeur de la plus petite résistance ajustable (en l'occurrence R12).

Ainsi, $R_{12} = (R_4 \times \text{pas de progression}) / U_{REF} = (240 \times 0,1) / 240 = 19,2\Omega$. Pour définir la valeur de la résistance ajustable suivante, il suffit de multiplier par 2 la valeur de la résistance ajustable précédente.

L'application de cette théorie fixe la valeur des différentes résistances ajustables :

$R_{11} = 2 \times R_{12} = 38,4\Omega$, $R_{10} = 2 \times R_{11} = 76,8\Omega$, $R_9 = 2 \times R_{10} = 153,6\Omega$, $R_8 = 2 \times R_9 = 307,2\Omega$, $R_7 = 2 \times R_8 = 614,4\Omega$, $R_6 = 2 \times R_7 = 1228,8\Omega$ et $R_5 = 2457,6\Omega$.

La valeur des différentes résistances ajustables étant établie, l'obtention de la tension de 12V souhaitée résulte de la procédure suivante :

- le code 120 est affiché sur les 3 roues codeuses,
- contenu à l'adresse 120 de la mémoire EPROM 2716, le mot 87 (10000111) est appliqué en entrée du circuit CI4,
- ce mot 87 est transféré en sortie du circuit CI4 par une impulsion sur le bouton poussoir «Validation» puis amplifié pour enclencher les relais REL1, REL6, REL7, REL8 et court-circuiter les résistances ajustables R5, R10, R11 et R12,
- seules les résistances R6, R7, R8 et R9 non court-circuitées définissent la valeur de la tension de sortie :

$$U_s = U_{REF} \times \frac{R_6 + R_7 + R_8 + R_9}{R_4} = 1,25 \times \frac{1228,8 + 614,4 + 307,2 + 153,6}{240} = 12V$$

Même s'il ne l'indique pas avec précision, le voltmètre de façade de l'alimentation renseigne l'opérateur de la présence de la tension de 12V disponible entre les bornes +U et 0V.

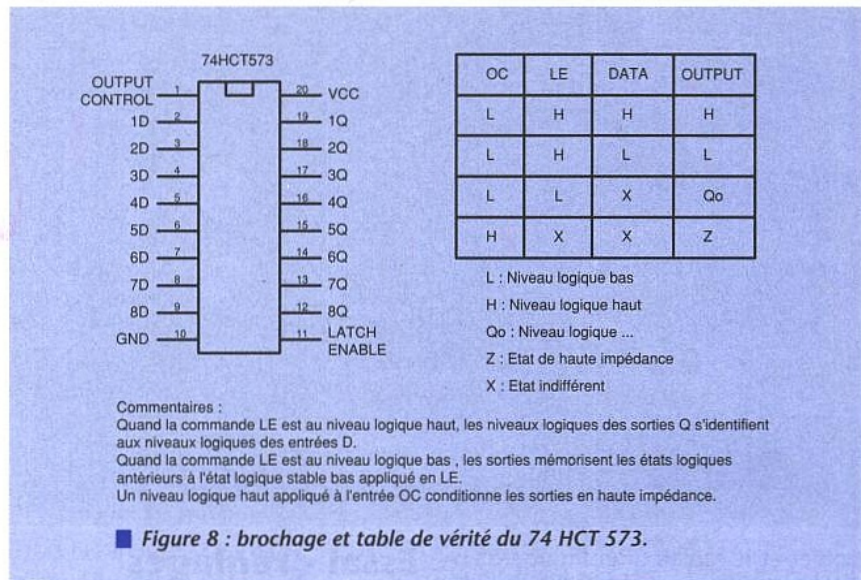
0000:	FF	FE	FD	FC	FB	FA	F9	F8	F7	F6	FF	FF	FF	FF	FF
0010:	F5	F4	F3	F2	F1	F0	EF	EE	ED	EC	FF	FF	FF	FF	FF
0020:	EB	EA	E9	E8	E7	E6	E5	E4	E3	E2	FF	FF	FF	FF	FF
0030:	E1	E0	DF	DE	DD	DC	DB	DA	D9	D8	FF	FF	FF	FF	FF
0040:	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	CF	CE	FF	FF	FF	FF	FF
0050:	CD	CC	CB	CA	C9	C8	C7	C6	C5	C4	FF	FF	FF	FF	FF
0060:	C3	C2	C1	C0	BF	BE	BD	BC	BB	BA	FF	FF	FF	FF	FF
0070:	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	FF	FF	FF	FF	FF
0080:	AF	AE	AD	AC	AB	AA	A9	A8	A7	A6	FF	FF	FF	FF	FF
0090:	A5	A4	A3	A2	A1	A0	9F	9E	9D	9C	FF	FF	FF	FF	FF
00A0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00B0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00C0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00D0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00E0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00F0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0100:	9B	9A	99	98	97	96	95	94	93	92	FF	FF	FF	FF	FF
0110:	91	90	8F	8E	8D	8C	8B	8A	89	88	FF	FF	FF	FF	FF
0120:	87	86	85	84	83	82	81	80	7F	7E	FF	FF	FF	FF	FF
0130:	7D	7C	7B	7A	79	78	77	76	75	74	FF	FF	FF	FF	FF
0140:	73	72	71	70	6F	6E	6D	6C	6B	6A	FF	FF	FF	FF	FF
0150:	69	68	67	66	65	64	63	62	61	60	FF	FF	FF	FF	FF
0160:	5F	5E	5D	5C	5B	5A	59	58	57	56	FF	FF	FF	FF	FF
0170:	55	54	53	52	51	50	4F	4E	4D	4C	FF	FF	FF	FF	FF
0180:	4B	4A	49	48	47	46	45	44	43	42	FF	FF	FF	FF	FF
0190:	41	40	3F	3E	3D	3C	3B	3A	39	38	FF	FF	FF	FF	FF
01A0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
01B0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
01C0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
01D0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
01E0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
01F0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0200:	3F	36	35	34	33	32	31	30	2F	2E	FF	FF	FF	FF	FF
0210:	2D	2C	2B	2A	29	28	27	26	25	24	FF	FF	FF	FF	FF
0220:	23	22	21	20	1F	1E	1D	1C	1B	1A	FF	FF	FF	FF	FF
0230:	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	FF	FF	FF	FF	FF
0240:	0F	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF

Figure 7 : listing de programmation de la mémoire EPROM 2716.

Réalisation pratique:

Le circuit imprimé

Il sera réalisé sur un support en verre epoxy de 140 X 130 mm². Le tracé décrit à la **figure 10** prouve qu'il sera possible de reproduire la configuration des pistes par l'application directe de bandes et pastilles transferts sur la face cuivrée du circuit (procédé rendant la faisabilité du circuit accessible à tous). Il s'en suivra le perçage des toutes les pastilles avec un foret de diamètre 0,8mm. Les pastilles propres aux condensateurs de filtrages seront agrandies à un diamètre de 1mm. Enfin, un perçage à un diamètre de 1,3mm sera nécessaire pour l'implantation des borniers, des porte-fusibles, des diodes de puissance et du régulateur de tension CI2.

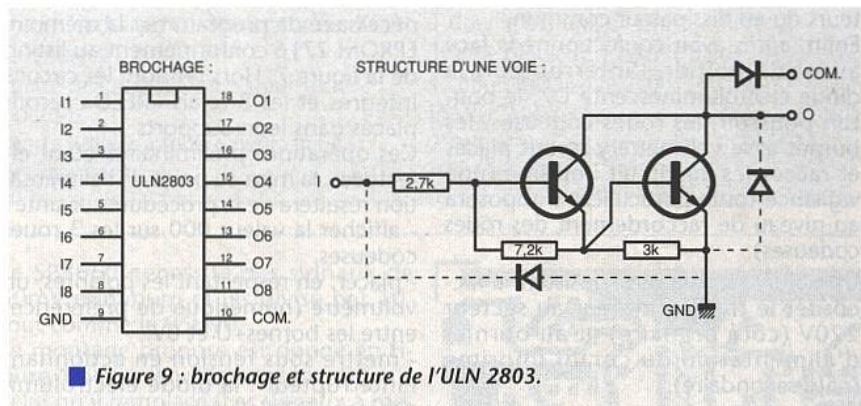


■ Figure 8 : brochage et table de vérité du 74 HCT 573.

L'implantation des composants

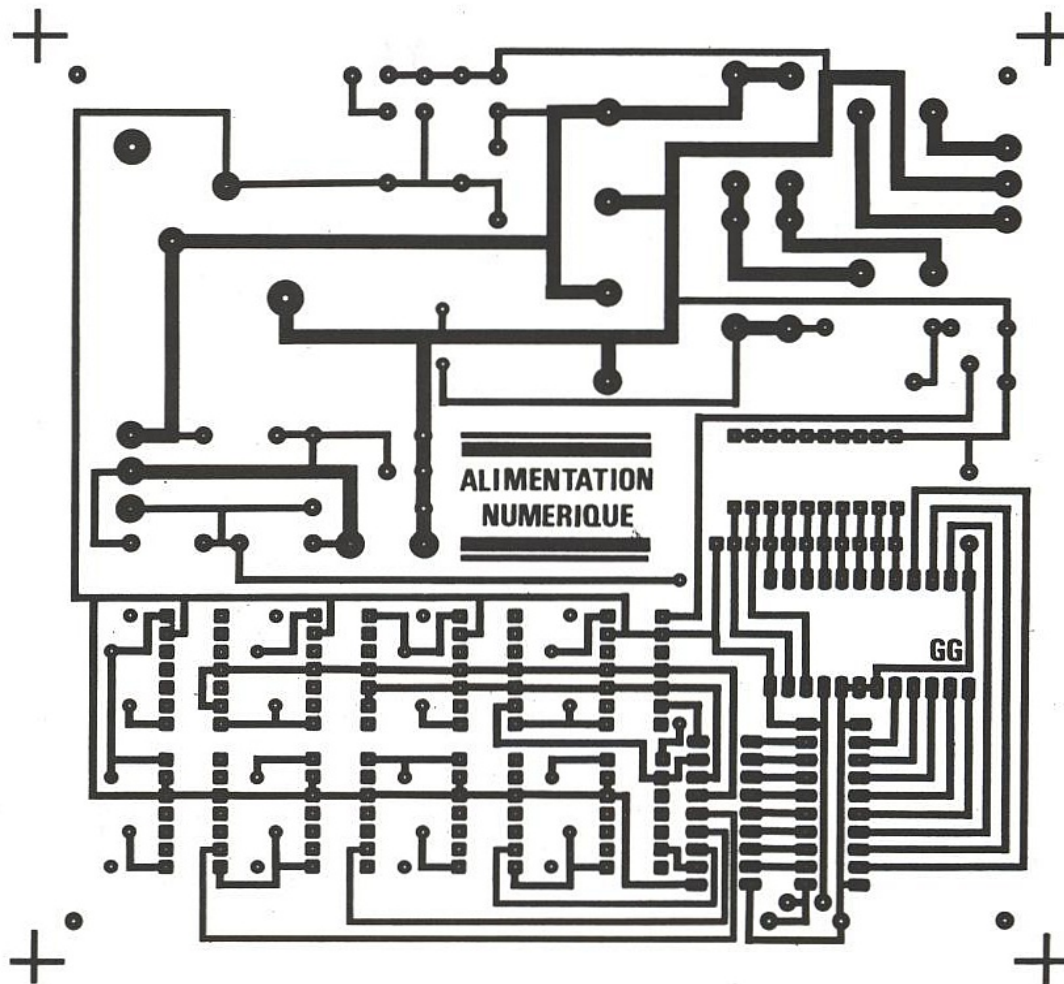
Cette opération respectera la démarche habituelle qui consiste à implanter et souder les composants dans l'ordre croissant de leur dimensions conformément à la **figure 11**.

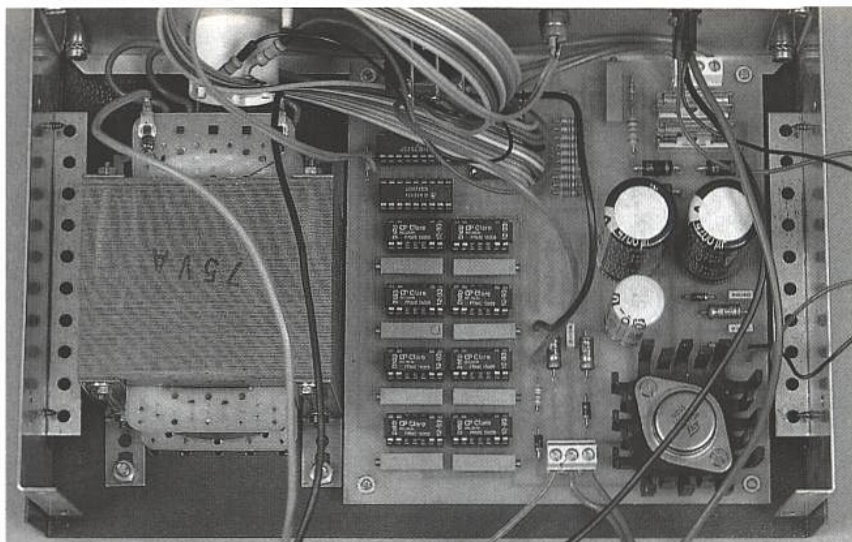
En ce qui concerne le régulateur de tension CI2, celui-ci pourra être implanté sur le circuit imprimé et refroidi par un dissipateur thermique adapté. Une autre solution consistera à placer les deux régulateurs de tension (CI1 et CI2) sur un même dissipateur thermique en face arrière du boîtier. L'insertion d'un mica isolant entre chaque



■ Figure 9 : brochage et structure de l'ULN 2803.

■ Figure 10





boîtier et le radiateur et l'usage d'entretoises plastiques pour isoler la visserie de fixation découpleront les régulateurs du au dissipateur commun.

Enfin, après avoir confectionné la face avant du boîtier, l'interrupteur, la diode électroluminescente D7, le bouton poussoir, les roues codeuses, les bornes et le voltmètre y seront placés et raccordés au circuit imprimé (une vigilance toute particulière s'imposera au niveau de raccordement des roues codeuses).

Une ultime opération consistera à raccorder le transformateur au secteur 220V (côté primaire) et au bornier d'alimentation du circuit imprimé (côté secondaire).

Essai - réglages

Avant de procéder aux essais, il sera nécessaire de programmer la mémoire EPROM 2716 conformément au listing de la figure 7. Hors tension, les circuits intégrés et les 8 relais «REED» seront placés dans leurs supports.

Ces opérations préliminaires étant effectuées, la mise au point de l'alimentation résultera de la procédure suivante :

- afficher la valeur 000 sur les 3 roues codeuses,
- placer, en respectant les polarités, un voltmètre (numérique de préférence) entre les bornes+U et 0V;
- mettre sous tension en actionnant l'interrupteur : la diode électroluminescente D7 s'allume,

- exercer une impulsion sur le bouton presseur «Validation» : le voltmètre indique alors une tension comprise entre +1,2V et -1,75V,

- agir sur la résistance ajustable R2 pour obtenir une tension de sortie de 0V,

- afficher le code 001 sur les roues codeuses puis valider : régler la tension à 0,1V par action sur R12,

- afficher 002, valider puis régler la tension à 0,2V par action sur R11,

- afficher 004, valider puis régler la tension à 0,4V par action sur R10,

- afficher 008, valider puis régler la tension à 0,8V par action sur R9,

- afficher 016, valider puis régler la tension à 1,6V par action sur R8,

- afficher 032, valider puis régler la tension à 3,2V par action sur R7,

- afficher 064, valider puis régler la tension à 6,4V par action sur R6,

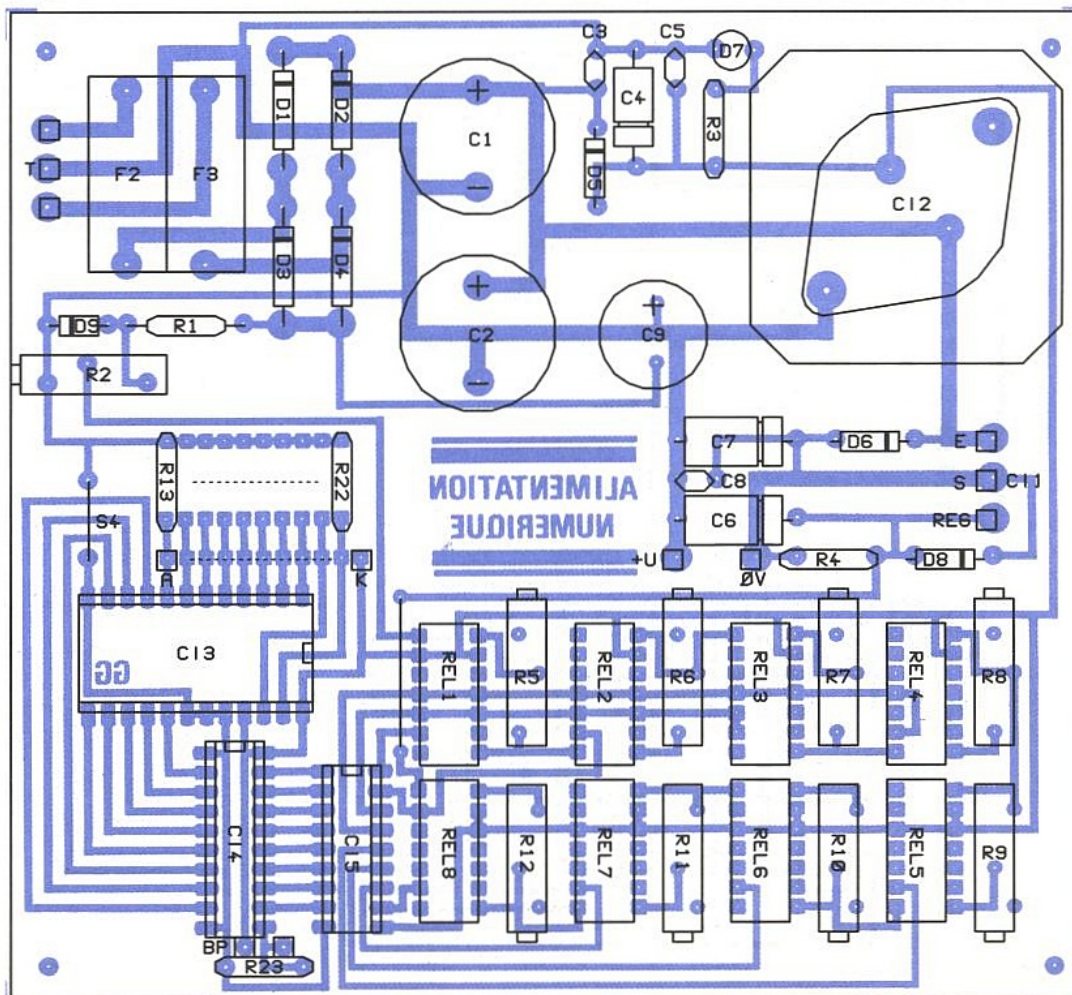
- afficher 128, valider puis régler la tension à 12,8V par action sur R5.

A l'issue de cette procédure, on pourra contrôler la qualité des réglages en affichant un code compris entre 002 et 240 : la tension de sortie obtenue devra vérifier le code X 0,1V après validation.

Enfin, tout code excédant la valeur 240 devra entraîner une tension de sortie nulle après validation (code affiché dépassant les performances annoncées de l'alimentation !).

Gérard GUIHENEUF.

■ Figure 11



NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 1,2k Ω - 1/2W
 R2 : ajustable 15 tours 1k Ω
 R3 : 330 Ω - 1/4W
 R4 : 240 Ω - 1/4W
 R5 : ajustable 15 tours 5k Ω
 R6 : ajustable 15 tours 2k Ω
 R7 : ajustable 15 tours 1k Ω
 R8 : ajustable 15 tours 500 Ω
 R9 : ajustable 15 tours 200 Ω
 R10, R11 : ajustable 15 tours 100 Ω
 R12 : ajustable 15 tours 50 Ω
 R13 à R22 : 330 Ω - 1/4W
 R23 : 10k Ω - 1/4W

Condensateurs :

C1, C2 : 470 μ F - 63V
 C3 : 100nF - 63V
 C4, C7 : 1 μ F - 63V
 C5, C8 : 10nF - 63V
 C6 : 10 μ F - 63V

Semi-conducteurs :

D1, D2, D3, D4 : BY 252

D5, D6, D8 : 1N 4004
 D7 : diode électroluminescente
 Ø 5mm (rouge)
 D9 : diode régulatrice de tension
 3V - 0,4W : BZX 55C 3V
 CI1 : régulateur de tension LM317K
 (boîtier TO3)
 CI2 : régulateur de tension LM7805CK
 (boîtier TO3)
 CI3 : mémoire EPROM 2716
 CI4 : registre 8 bits à bascules D
 74HCT573
 CI5 : amplificateur 8 voies à transistors
 Darlington ULN 2803

Divers :

REL 1 à REL 8 : relais REED 5V -
 1 contact T (travail)
 Supports pour CI
 3 roues codeuses décimales codées BCD
 (4 contacts 1 2 4 8)
 1 paire de joues latérales pour roues
 codeuses
 2 porte-fusibles à souder pour circuit
 imprimé

1 porte-fusible à souder pour châssis
 2 borniers à souder 3 bornes
 1 clips plastique en 2 éléments pour
 diode électroluminescente Ø 5mm
 1 transformateur à point milieu :
 220V/2x18V - 60VA
 1 interrupteur miniature à levier
 (1 contact T)
 1 bouton poussoir miniature (1 contact T)
 1 capuchon de couleur Ø 10mm pour
 bouton poussoir
 1 ou 2 dissipateurs thermiques pour
 boîtiers TO3 (voir texte)
 2 kits d'isolement pour boîtiers TO3
 1 voltmètre ferro-magnétique
 de calibre 30V
 1 fusible rapide 5x20 1A (F1)
 2 fusibles rapides 5x20 3A (F2 et F3)
 1 douille banane Ø 4mm (rouge)
 1 douille banane Ø 4mm (noir)
 1 fiche bipolaire + terre (mâle)
 1 coffret métallique 240 x 160 x 80
 ESM EC24-08/160
 2 poignées EG52 pour coffret ESM EC24
 (entr'axe 52mm)

Rectificatif :

étage d'entrée

fréquence-mètre

ERP N°551 octobre 1993

Lorsque nous avons conçu l'étage d'entrée utilisant le circuit 95H90, ce dernier était encore disponible et distribué par quelques revendeurs. Par le courrier reçu et les nombreux appels téléphoniques de lecteurs souhaitant réaliser le fréquencemètre, nous nous sommes aperçus que le composant en question était maintenant introuvable et obsolète. C'est pourquoi nous vous proposons un rectificatif pour cet étage d'entrée. Ce dernier utilise un circuit intégré de PLESSEY, le SP8660. Ce circuit accepte des fréquences pouvant monter à 150MHz, alors que le 95H90 acceptait des fréquences de 250MHz. Nous pensons que cela ne constitue pas un gros handicap, étant donné que l'étage d'entrée utilisant le U664B monte à 1GHz.

Le SP8660 nécessite des signaux de 50mV minimum et les divise par 10, tout comme le 95H90.

Le montage proposé est donné en figure 1 et est sensiblement identique à celui qu'il remplace. Les signaux à mesurer sont appliqués sur l'entrée de CI1 par l'intermédiaire d'un condensateur de 100pF et sont disponibles sur la broche 4. Ils alimentent la base de T1 dont la polarisation peut être modifiée par la manœuvre de la résistance RV1, et qui amène donc le transistor à sa sensibilité maximale.

Les signaux sont récupérés sur le collecteur de T1 et sont mis en forme par la porte NAND de CI2. Le circuit imprimé est donné en figure 2, et l'on réalisera le câblage à l'aide du dessin d'implantation donné en figure 3.

Pour ce qui est des essais de la maquette, rien ne change par rapport au circuit utilisant le 95H90. On raccordera la sortie du prédiviseur à l'entrée de la carte fréquencemètre pour PC à l'aide d'un câble blindé, l'alimentation du module étant issue du micro-ordinateur.

Patrice OGUIC.

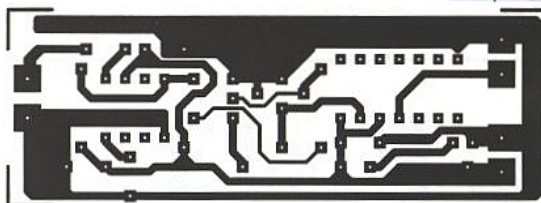


Figure 2

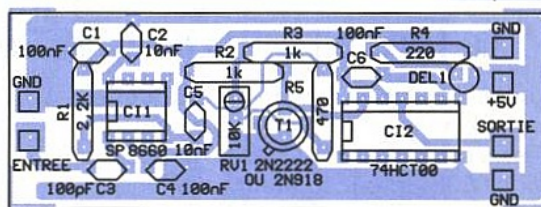


Figure 3

NOMENCLATURE :

Resistances :

R1 : 2,2 k Ω
 R2, R3 : 1 k Ω
 R4 : 220 Ω
 RV1 : résistance ajustable
 multitours 10 k Ω

Condensateurs :

C1, C4 : 100nF
 C2, C5 : 10nF
 C3 : 100pF

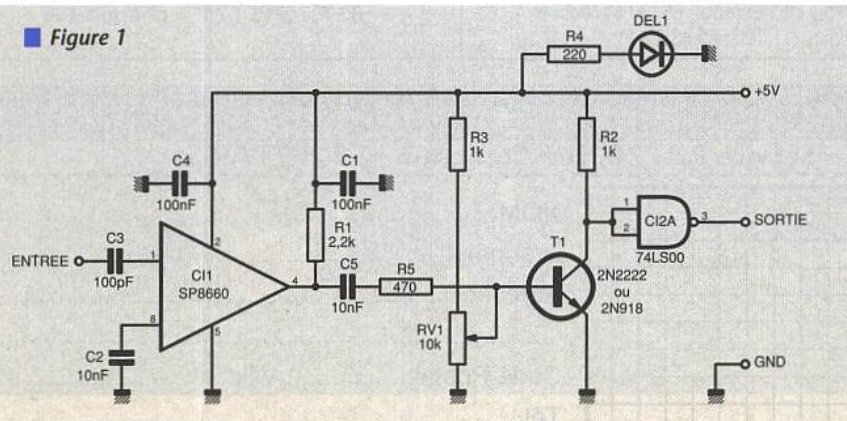
Semi-conducteurs :

T1 : 2N2222 ou 2N918
 DEL1 : diode électroluminescente rouge

Circuits intégrés :

CI1 : SP8660 PLESSEY
 CI2 : 74LS00 ou 74HCT00

Figure 1





Multimètres Digitaux, Série

XT

ra Performance
ra Fonctionnalité

La nouvelle Série XT de multimètres hautes performances de BI-Wavetek élève le multimètre "tout-en-un" à un niveau supérieur en offrant des XTra-possibilités et une XTra-fonctionnalité. Chacun des trois modèles mesure non seulement la tension, le courant et la résistance, mais également une série d'autres paramètres importants du domaine électronique.

Inductance jusque 20H (DM27XT). Vérifiez la valeur d'une self mal marquée, confirmez la valeur d'une bobine ou d'un transformateur, déterminez l'inductance associée à une résistance bobinée, ou assurez-vous de la stricte tolérance d'inductance dans un lot de fabrication.

Capacité jusque 2000 μ F (DM25XT et DM27XT), en utilisant les cordons de test standards, et les pinces

crocodile fournies avec l'appareil.

Température jusque 750°C (DM23XT). Un thermocouple de Type K, d'une longueur de 1.2m est fourni avec l'appareil.

Fréquence jusque 20MHz (DM27XT; 2kHz pour DM25XT). Pour mesurer la fréquence d'oscillation d'un quartz, ou simplement vérifier la fréquence réseau.

Autres Atouts:

- LED de détection de niveau de tension (DM23XT).
- Toutes les entrées courant sont protégées.
- Bip sonore quand un cordon est raccordé à une entrée courant, alors qu'une mesure de tension est sélectionnée
- Cordons de sécurité avec pointes isolées.

Autres Fonctions:

- Test logique CMOS et TTL
- Test hFE pour transistors PNP et NPN (DM23XT, DM25XT)
- Mémorisation de la lecture maximale (DM27XT).
- Coupure automatique.

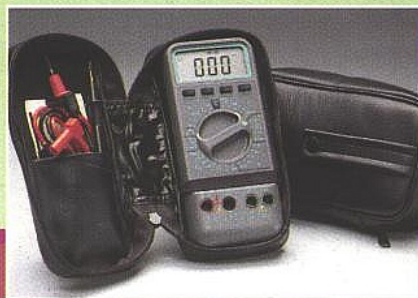
Choix et Diversité

XT



	DM23XT	DM25XT	DM27XT
Tension AC	750V	750V	750V
Tension DC	1000V	1000V	1000V
Précision DCV	0.5%	0.5%	0.5%
Courant AC/DC (fusib)	10A	20A	20A
Résistance	2000M Ω	2000M Ω	2000M Ω
Bip de continuité	✓	✓	✓
Diode	✓	✓	✓
Logique	TTL & CMOS	TTL & CMOS	TTL & CMOS
Capacité	-	2000 μ F	2000 μ F
Fréquence	-	2kHz	20MHz
Inductance	-	-	20H
Température	750°C	-	-
hFE	✓	✓	-
Lecture Max	-	-	✓
Coupure Automatique	✓	✓	✓
Grand afficheur LCD	✓	✓	✓
Alarme d'entrée	✓	✓	✓
Cordons de sécurité	✓	avec pinces crocodile	avec pinces crocodile
Prix	715 F TTC	749 F TTC	799 F TTC

Les Instruments
de Votre
Exigence



Disponibles en option: Etui holster, référence H30 (134F TTC) avec béquille et lanière de suspension, et une sacoche en vinyl renforcée (VC 231).



BI-WAVETEK

... OSCILLOSCOPES BI-WAVETEK de 20 MHz à 60 MHz disponibles... 9012 E... 3795 F TTC
...9020 E...3990 F TTC...9016 E...7990 F TTC...9302 E...7550 F TTC
GENERATEURS de SIGNAUX de 0,2 Hz à 2 MHz... FG2AE...1950 F TTC...FG3BE...2995 F TTC

Selectronic

LA PASSION DE L'ELECTRONIQUE

CONDITIONS GENERALES DE VENTE
REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28⁰⁰⁰ TTC**

FRANCO à partir de **700⁰⁰⁰**

CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.
Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

